12F

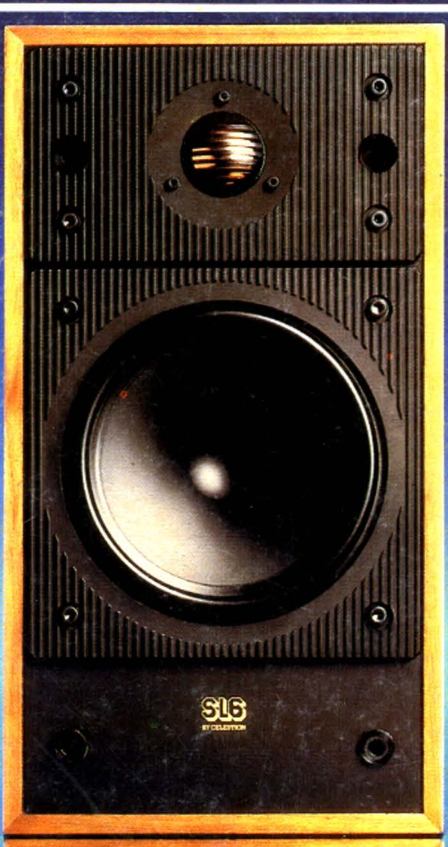
N° 1683
AOUT 82
LVII° ANNEE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS





HI-FI

Les phonocapteurs SHURE

Réalisez un préamplificateur RIAA

VIDEO

Le magnétoscope AKAI VS 2S

RADIOCOMMANDE

Un émetteur 3 voies -41 MHz - modulation de fréquence

EMISSION RECEPTION

Un préamplificateur à très faible bruit

REALISEZ

Une montre digitale pour votre voiture

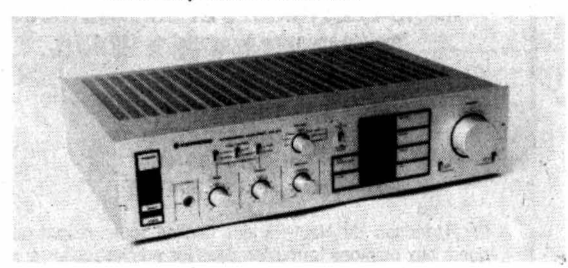
BELGIQUE : 97 F.B. • ITALIE : 4000 LIRES • CANADA : 2,25 $ • SUISSE : 6 F.S. • TUNISIE : 1,30 DIN • ESPAGNE : 275 PTAS.



BY CELESTION

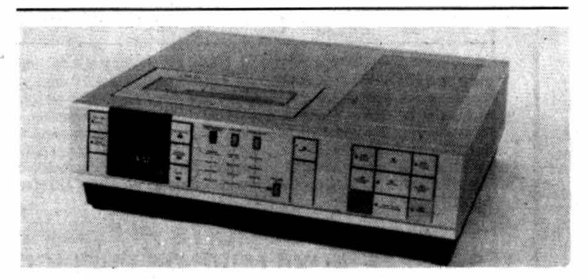
SOMMAIRE

HI-FI – TECHNIQUE GENERALE



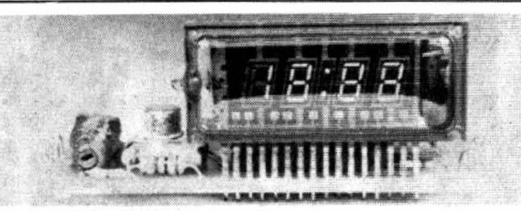
ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

RADIO – TV – VIDEO



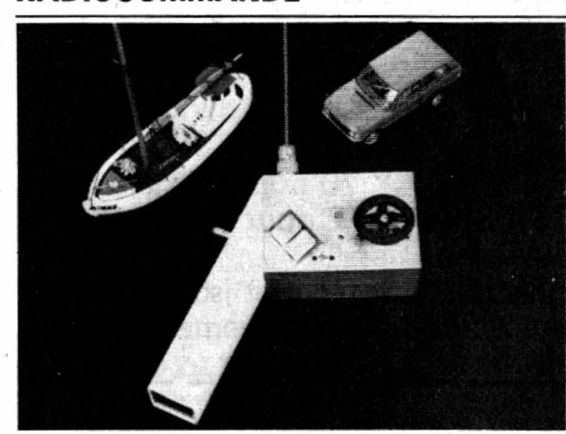
MICRO-INFORMATIQUE

REALISATIONS



EMISSION – RECEPTION

RADIOCOMMANDE



DIVERS

Les phonocapteurs SHURE

M95 A V 15 V



NOUS n'allons pas vous entretenir ici de toutes les cellules de la gamme ; la dernière née, vous en avez déjà entendu parler, c'est le modèle le plus onéreux de la gamme et nous la verrons un peu plus en détail que les autres. Ces cellules se distinguent entre elles, non seulement par leur prix, qui peut aller du simple au triple, mais aussi par leur technologie. La V 15 IV (voir Le Haut-Parleur n° 1631, 1978) voyait apparaître le stabilisateur dynamique, petit balai amorti par un composé siliconé, repris un peu plus tard sur une M 97. Avec la V, ce sont d'autres perfectionnements qui ont été apportés. Dans la série, nous avons aussi la V 15 III, un modèle célèbre de la gamme et sa version modernisée, la V 15 III HE, qui bénéficie d'une pointe hyper elliptique destinée à lire, encore mieux, les modulations des disques.

Ce que l'on peut constater aujourd'hui, c'est que la cellule magnétodynamique, dont Shure s'est fait le champion, suscite toujours de la part des constructeurs des recherches nouvelles vers la perfection, et cela, bien que l'aube du numérique pointe à l'horizon.

LA V/15/V

La V 15 V, comme vous vous en doutez, est la suite logique des études ayant donné le jour à la V 15 I, puis à la II et ainsi de suite jusqu'à la V en attendant la VI et d'autres encore. De ces cellules, il reste toujours quelque chose, les nouvelles recherches et l'évolution des techniques de fabrication (par exemple l'usinage de métaux à hautes performances) permettent de réaliser ce qui, autrefois, semblait n'être qu'une utopie.

Les techniques de mesure ont également permis une approche de plus en plus serrée des problèmes mais, en regardant les mesures que nous avons dû effectuer et en les comparant aux performances électroniques d'un amplificateur, on ne peut que prendre conscience des difficultés de réalisation d'une cellule, difficultés qui jouent sur le prix du composant, et si des cellules à moins de 100 F peuvent être proposées aujourd'hui, d'autres atteignent plusieurs milliers de francs.

L'une des orientations de recherche de la V 15 V était l'obtention de la masse d'équipage mobile la plus petite possible. La réduction de la masse de cet équipage mobile permet d'augmenter la fréquence de résonance propre et aussi de réduire les contraintes appliquées au disque aux fréquences les plus hautes. Les techniques d'enregistrement direct ou à partir d'enregistreurs numériques faisant apparaître une plus grande densité d'information dans le haut du spectre.

Pour réduire la masse, Shure a utilisé du béryllium, métal offrant actuellement le meilleur rapport rigidité/masse. Ce métal est très difficile à usiner. Ici, Shure utilise des feuilles de béryllium roulées pour former des tubes. Cette technique permet de contrôler le métal sur ses deux faces avant usinage, on obtient ainsi un tube aux parois homogènes. L'épaisseur du tube est de 13 microns, un peu plus d'un centième de millimètre. La forme tubulaire est préférable à une forme pleine où les fibres internes ne jouent qu'un rôle mineur.

Une autre technique de réduction de la masse est celle de la diminution de la longueur du levier, cette diminution augmente l'importance relative de l'aimant et réduit le rayon de rotation de la pointe, ce qui entraîne une augmentation de l'angle de lecture verticale et détériore la réponse en présence d'ondulations du disque.

La pointe de diamant elle-même a vu sa masse réduite

de 50 %, ce qui donne de l'importance à la masse de colle. Cette masse est ici rigoureusement contrôlée, rassurez-vous, le diamant tient très bien, certaines cellules (qui ne sont pas commercialisées) passent des tests comme 100 chutes sur un disque en rotation. Le diamant est hyper elliptique, une forme signée Shure, son corps est cylindrique, ce qui permet une orientation impossible avec un diamant carré.

L'aimant mobile est un peu plus long que celui de la IV, ce qui compense l'allongement du levier porte-pointe.

La suspension est en élastomère, peu sensible à la température. Cette suspension permet d'avoir deux fréquences de résonances différentes verticalement et latéralement, afin d'éviter un couplage des oscillations verticales ou latérales dues, par exemple, au voilement du disque.

La cellule est équipée du stabilisateur dynamique dont l'effet est incontestable, ce stabilisateur a également l'avantage de nettoyer le disque devant la pointe de lecture et d'éliminer une partie de l'électricité statique.

Comme pour les V 15 depuis la III, le circuit magnétique est feuilleté pour limiter les pertes aux fréquences hautes.

L'impédance du circuit électrique a été abaissée par rapport aux précédentes versions, ce qui n'empêche pas le signal de sortie d'avoir une amplitude suffisante.

Sur le plan présentation, la cellule est équipée de pattes de fixation en métal moulé, contrairement aux cellules précédentes pour lesquelles une matière plastique était employée.

Cette cellule est livrée avec un petit appareil destiné à ajuster sa place dans la coquille de façon à minimiser l'erreur de piste.

Tout cela se traduit par une meilleure aptitude à lire les disques, l'amélioration étant de l'ordre de 3 dB à 5 kHz.

Les autres cellules, en bref

Derrière la V 15 V, nous avons la IV, une cellule qui a maintenant quatre ans. Ensuite vient la V 15 III HE, une V 15 III que l'on a doté d'un équipage mobile à diamant hyper elliptique. La cellule suivante est une V 15 III, diamant normal, elliptique. Nous quittons alors les V 15 pour passer aux M avec la M 97 HE, cellule de l'ère IV ayant par conséquent hérité d'un petit balai et d'un diamant hyper elliptique. La M 95 HE fait figure de bas de gamme, elle n'a pas de petit balai mais son diamant est tout de même hyper elliptique.

Ce que l'on peut regretter dans cette série de cellules, c'est qu'il n'y ait aucune homogénéité dans les systèmes de fixation qui demandent chacun une longueur de vis différente, ce n'est cependant pas très important dans la pratique ou si l'on dispose de nombreuses coquilles.

Les prix « indicatifs » pour ces cellules sont les suivants, il s'agit d'un élément que nous donnons rarement mais qui prend de la valeur, compte tenu des comparaisons effectuées.

La M 95 HE coûte 640 F, la M 97 HE : 840 F, la V 15 III : 680 F, la V 15 III HE : 800 F, la V 15 IV : 1 200 F, et la V 15 V : 2 200 F

La courbe de réponse en fréquence est ici relevée avec une échelle qui n'est pas des plus complaisantes.

Ce que l'on constate ici, c'est que toutes ces courbes de réponse ont un air de famille incontestable. Les écarts de linéarité sont faibles dans l'ensemble, tandis que les M97 et M95 montrent une résonance aux fréquences hautes un peu plus marquée que les V 15.

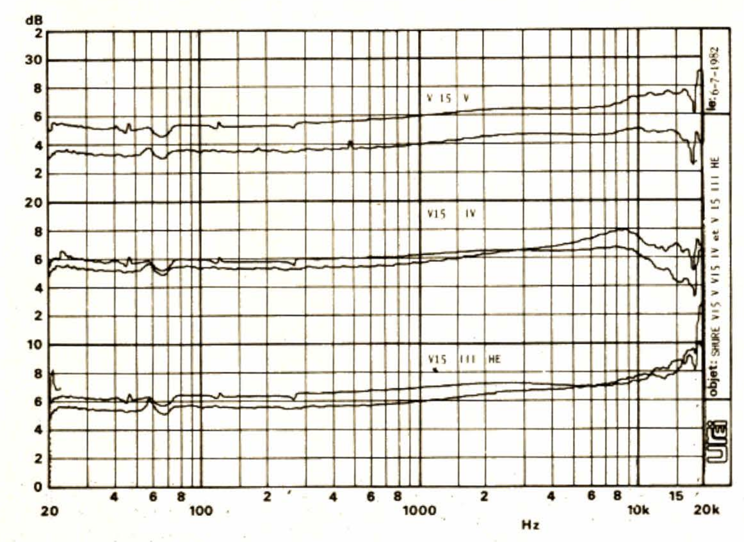
Il ne faut pas oublier ici que le disque de mesure lui-même n'est pas rigoureusement linéaire en fréquence et présente des tolérances souvent supérieures à celles de la cellule.

Ici, les courbes sont relevées avec un disque Bruel et Kjaer 2009.

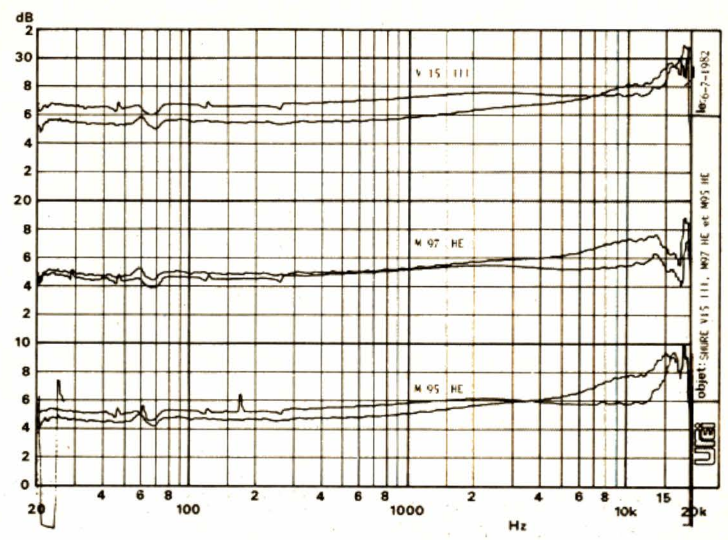
Les cellules V 15 IV et V ont l'avantage d'être pratiquement insensibles aux variations de charge, ce qui n'est pas le cas pour les autres cellules.

Précisons ici que toutes ces mesures sont effectuées avec le même bras de lecture et la même coquille porte-cellule, ces composants jouant un rôle dans la réponse de la cellule. La combinaison choisie n'est peut-être pas la meilleure !

La force d'appui adoptée est celle recommandée par le



Courbes de réponse en fréquences des cellules Shure V 15 III HE, V 15 IV et V 15 V.



Courbes de réponse en fréquences des cellules Shure V 15 III, M 97 HE et M 95 HE.

fabricant de la cellule, : 1,5 g pour les 95 et 97, 1,25 g pour les V 15 III et 1 g pour les IV et V.

Le tableau I donne le résultat de diverses mesures pratiquées sur ces cellules.

La première ligne donne le niveau de sortie des cellules mesuré à 1 kHz en lisant le disque test HiFi Club de France n° 2 (très bien pour ce genre de test). Le niveau de gravure est de 0 dB (8 cm/s), toutes les cellules donnent un niveau supérieur à 5 mV. Un niveau élevé permet de moins pousser le gain de l'ampli et de bénéficier d'un bon rapport S/B.

La seconde ligne donne la diaphonie D/G et G/D, on constate une dissymétrie de cette performance sur certaines cellules, cette performance ne peut être considérée comme un critère de qualité ; par ailleurs, il aurait été intéressant de changer d'équipage mobile pour en tester une dizaine, la dispersion aurait été très importante. L'essentiel est ici d'avoir plus de 25 dB de diaphonie.

Le disque utilisé pour ce test est un disque Shure TTR 109.

Nous trouverons ensuite une série de taux de distorsion par intermodulation. Le disque utilisé ici est un CBS STR 112.

Ce disque porte un mélange de deux fréquences : 400 et 4 000 Hz. Le niveau du 4 000 Hz est constant et celui du 400 Hz est variable. Le niveau du 400 Hz est, pour la ligne 1, de 6 dB au-dessus d'un signal à 1 kHz et 5 cm/s pris comme référence. Le niveau réel tient compte de la correction RIAA. Pour la bande 2, le niveau est de + 9 dB, pour la 3, de + 12 dB, pour la 4, de + 15 dB, et pour la 5 de + 18 dB.

En gravure verticale, le niveau est de + 6, + 9 et + 12 dB, l'amplitude de la modulation étant limitée par l'épaisseur de la laque de gravure.

L'interprétation de l'intermodulation est des plus délicates. Si la V 15 V se comporte très bien, en latéral comme en horizontal, la V 15 III HE montre une très bonne IM horizontale et une modeste IM verticale.

Aux forts niveaux de gravure, c'est la V qui remporte la palme en horizontal.

Par contre, on remarquera que ces taux de distorsion sont très élevés par rapport à ce que l'on attend d'un amplificateur, parler aujourd'hui d'un taux de distorsion de 2 % en Hi-Fi paraît exagéré, on s'aperçoit que c'est le contraire.

Heureusement, les disques ne sont pas gravés aussi fort que ce que nous avons ici, ce qui vous rassurera certainement !

La pointe hyper elliptique est-elle supérieure à une elliptique ? Cette question ne trouve pas ici de réponse, la V 15 IV a une pointe hyper elliptique et ne répond pas aussi bien que l'elliptique de la V 15 III. Encore une fois, nous nous trouvons devant des chiffres qui ne peuvent que nous inciter à poursuivre les essais. Une pointe de lecture est un composant qui vieillit, notre V 15 IV date de 1978, peut-être aussi a-t-elle mal vieilli. Il n'y a pas que la pointe qui peut s'user, une suspension peut vieillir, même si elle ne travaille pas.

Conclusions

Cette série de tests met en évidence la disparité qui peut exister entre plusieurs modèles de cellules. Si, ici, la V 15 V se montre la meilleure du lot, il est difficile de nier les performances des autres. Les courbes de réponse sont un élément de jugement, mais, quand on arrive dans le haut de gamme, on doit se souvenir qu'un disque est réalisé avec certaines tolérances et que ces tolérances sont supérieures à celles de la cellule. Beaucoup d'autres paramètres devraient être abordés, il faudrait aussi multiplier les analyses. Le disque reste un maillon faible de cette chaîne, sa matière rentre en ligne de compte et il peut aussi se déformer. Bref, la mesure de cellule, si elle permet de montrer qu'il n'y a pas de défaut majeur, rend difficilement compte des performances qu'un mélomane peut attendre. Shure propose, pour sa V 15 V, un test auditif d'intermodulation utilisant trois fréquences mélangées. Après l'avoir écouté, nous nous demandons comment un mélomane peut prouver qu'une cellule est meilleure qu'une autre. Ce disque, proposé aux acquéreurs d'un type V, présente tout de même d'autres tests plus faciles à exploiter. Il ne reste plus qu'à écouter les cellules, avec le même bras, la même coquille et le même préampli pour vous faire une idée, nous laisserons ce genre de tests aux revues vraiment spécialisées en Hi-Fi...

Etienne LEMERY

TABLEAU 1

	M 95 HE D G	M 97 HE D G	V 15 III D G	V 15 III HE D G	V 15 IV D G	V 15 V D G
Niveau de sortie à 1 kHz, 0 dB (8 cm/s) (mV)	8,3 8,3	6,75 7,9	7,2 6,75	5,3 5,8	6,16 6,6	5,8 5,7
Diaphonie (dB) à 1 kHz	45 30	26 25	34 30	37 37	27 33	31 33
Intermodulation latérale moy. des 2 voies (%) 1	1,55	2	2,3	1,05	2,4	1,2
2	1,75	2,4	2,7	1,2	3,2	1,35
3	2,45	3	4	1,5	4,4	1,7
4	2,35	3,9	5,1	1,6	5,9	2
5	18	14,5	14,5	14,5	17,5	7,75
Intermodulation verticale (%) 1	4,5	5	3	5,1	3,6	2,85
2	6,5	7,5	3,35	7,5	5,5	4,2
3	9,5	11	6	10,5	8,45	6,85

réalisez

UNE MONTRE DIGITALE pour votre voiture

Si les derniers modèles de voitures sortis des chaînes de fabrication sont presque tous équipés de montres de bord à affichage digital, il n'en était pas de même il y a quelque temps, et nombre de véhicules sont dépourvus de cet accessoire ou sont équipés d'une montre électrique au fonctionnement ou à la précision laissant parfois à désirer.

Il est possible de se procurer chez les accessoiristes auto de telles montres, mais il est tout aussi possible de réaliser soi-même un tel montage qui ne présente, grâce à l'emploi de circuits intégrés spécialement conçus pour cet usage, aucune difficulté. C'est ce que nous allons vous démontrer dans les lignes qui suivent.

Généralités

Une montre digitale de voiture doit présenter des caractéristiques particulières liées aux conditions de fonctionnement très dures auxquelles elle est soumise. Ces caractéristiques rendent délicat, voire même impossible, l'emploi de circuits d'horloges digitales d'appartements classiques ; en effet il faut :

– un pilotage par quartz de la montre pour lui assurer une bonne précision malgré les variations de température dont l'amplitude peut atteindre plus de 80 °C ;

– une insensibilité importante aux parasites véhiculés par l'alimentation, ce qui n'est pas le cas de la plupart des circuits conventionnels comme ont pu s'en apercevoir les utilisateurs de ceux-ci, en milieu parasité ;

– un mode de fonctionnement assurant le calcul de l'heure avec une consommation très faible pour ne pas décharger la batterie lorsque le véhicule n'est pas utilisé ;

– une possibilité de régler de façon simple, voire automatiquement, la luminosité de l'afficheur pour que celui-ci soit lisible en plein jour et non éblouissant la nuit ;

– l'utilisation d'un minimum de composants afin d'augmenter la fiabilité du montage vis-à-vis des vibrations par exemple.

L'exposé de ces contraintes nous montre que le problème, en apparence simple, est en fait plus délicat qu'il n'y paraît. Heureusement, un circuit intégré spécialement adapté est disponible sur le marché pour cette application, et nous allons voir qu'il remplit très largement les conditions exposées ci-avant.

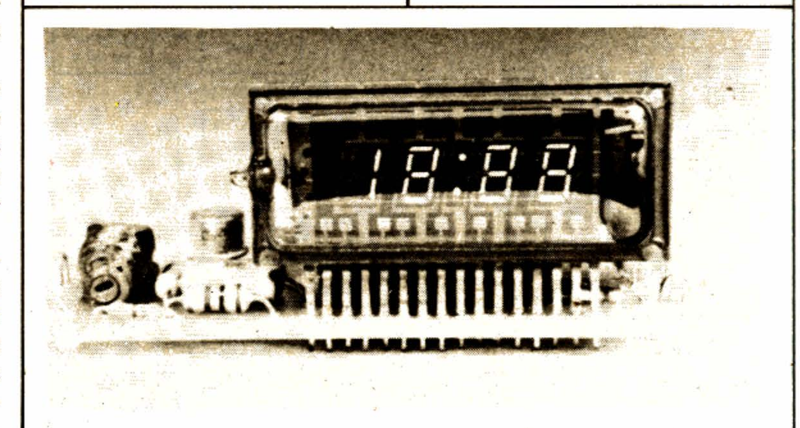


Photo A. – Vue du montage terminé.

Problèmes d'afficheurs

Les afficheurs les plus couramment utilisés en électronique digitale sont les classiques modèles 7 segments à diodes électroluminescentes. Nous n'allons pourtant pas y faire appel pour notre réalisation, et ceci pour deux raisons :

– Le circuit intégré choisi n'est pas prévu pour de tels afficheurs.

– La luminosité très importante nécessaire à un fonctionnement de la montre en plein jour imposerait l'emploi des derniers types d'afficheurs à diodes LED haute luminosité dont le prix est prohibitif. C'est d'ailleurs pour cette raison que le circuit intégré choisi n'est pas prévu pour ce type d'afficheur.

Si vous avez déjà regardé de près des montres digitales de voitures, vous avez pu constater que nous avions raison pour 90 % des cas et que celles-ci faisaient appel à des afficheurs particuliers. Ces afficheurs sont des tubes à gaz fluorescents qui présentent plusieurs particularités intéressantes telles que :

– fonctionnement sous des tensions relativement basses,

– courant de commande des segments faible, comparé à celui des afficheurs à LED,

– luminosité importante et facilement réglable pour un prix de revient très bas.

Le seul défaut que l'on

puisse leur reprocher est une fragilité plus grande que les afficheurs à LED puisque ce sont de vrais tubes en verre avec un filament, une grille, etc. L'expérience est cependant là pour confirmer que cette fragilité n'est que toute relative puisque, comme nous l'avons dit, 90 % des montres de voiture utilisent ce type d'afficheur.

Un peu de théorie

L'intérêt d'une réalisation électronique amateur est non seulement dans le plaisir de faire mais aussi dans celui de comprendre ce que l'on fait, aussi allons-nous vous exposer les principes très généraux de fonctionnement de l'ensemble. Il est bien évident que la lecture de ce paragraphe n'est pas indispensable à la réalisation, et vous pouvez, si vous n'êtes pas intéressé, passer à la suite directement, mais, à notre avis, ce serait dommage, d'autant que les lignes qui suivent ne sont pas bien compliquées à comprendre.

La figure 1 vous présente le synoptique d'une montre digitale quelconque commandée par quartz. Un oscillateur piloté par quartz délivre une fréquence parfaitement stable qui est divisée un certain nombre de fois pour produire un signal à un hertz, c'est-à-dire un signal ayant une période d'une seconde. Ce signal est appliqué à un compteur par 10 qui indiquera donc les unités des secondes. Les sorties de ce compteur aboutissent sur l'afficheur des secondes mais aussi sur un deuxième compteur, par 6 celui-là, qui va compter les dizaines de secondes. Ce compteur commande lui aussi un afficheur qui est celui des dizaines de secondes et attaque à son tour un troisième compteur par 10 qui sera celui des minutes ; et ainsi de suite jusqu'aux dizaines d'heures. Le compteur des dizaines d'heures est un compteur un peu particulier puisqu'associé au compteur des heures, il compte par 12 ou par 24 selon la façon dont il a été réalisé.

Un tel schéma, même s'il fonctionne, n'est pas complet car il est impossible de mettre à l'heure notre horloge ; aussi sont prévues, sur le diviseur de fréquence de l'oscillateur à quartz, des sorties plus rapides que le 1 Hz, sorties que l'on peut appliquer à l'entrée des divers compteurs pour les faire avancer plus vite et mettre ainsi la montre à l'heure.

Ce principe est valable pour tous les types d'horloges digitales, les applications particulières qui en sont faites n'étant que des variantes de ce schéma de base comme nous allons le voir.

L'environnement constitué par une voiture et les contraintes exposées ci-avant conduisent à adopter le synoptique indiqué figure 2 ; synoptique que nous allons commenter. Nous retrouvons, bien sûr, notre oscillateur à quartz, suivi par un diviseur et par la chaîne de compteurs déjà évoquée ci-avant. Sur ce diviseur vient se connecter une circuiterie logique de décodage des interrupteurs qui permettent la mise à l'heure de l'horloge. Les sorties des compteurs aboutissent sur un multiplexeur qui commande ensuite l'affichage. Qu'est-ce qu'un multiplexage et pourquoi ce circuit ? Tout simplement pour simplifier le câblage et économiser des pattes sur le boîtier du circuit intégré de commande. En effet, regardons la figure 3 qui nous montre la liaison entre un circuit et quatre afficheurs en câblage conventionnel. Nous y voyons 29 fils de liaison (4 × 7 segments + 1 liaison d'anode des afficheurs). Examinons maintenant la figure 4 qui présente le même montage avec un affichage de type multiplexé ; nous n'y voyons plus que 11 fils de liaison puisque tous les segments de même nom des afficheurs sont reliés entre eux. Comment cela peut-il fonctionner ? Tout simplement en utilisant le principe de la persistance des impressions rétiniennes.

A l'instant t_0, le circuit présente sur ses sorties, le code du chiffre à mettre sur le premier afficheur et, simultanément, applique le bon niveau sur l'anode correspondante de cet afficheur, provoquant ainsi son allumage. Au temps t_1, le circuit présente le code du chiffre à mettre sur le deuxième afficheur et active l'anode du second afficheur provoquant son allumage, et ainsi de suite pour chaque afficheur. Si cette séquence se renouvelle assez vite, l'œil a l'impression que tous les afficheurs sont allumés simultanément. De plus, en faisant varier le temps d'allumage de chaque afficheur relativement au temps d'extinction, il est possible de

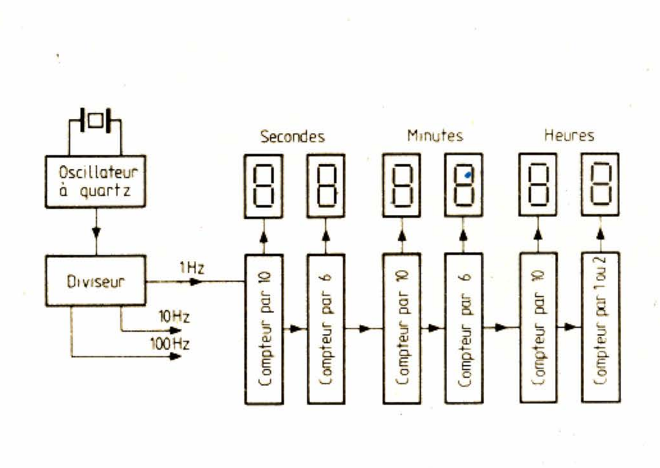


Fig. 1. – Synoptique général d'une montre digitale pilotée par quartz.

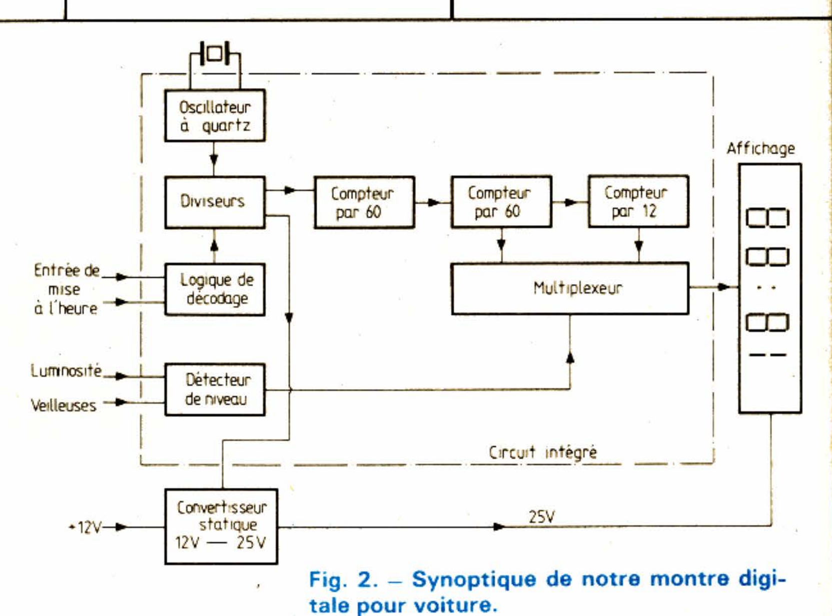


Fig. 2. – Synoptique de notre montre digitale pour voiture.

doser la luminosité de l'affichage, ce que nous recherchons ici.

Un tel procédé d'affichage est quasi universellement employé de nos jours en raison de la généralisation des circuits intégrés. En effet, ceux-ci sont limités au niveau du nombre de pattes qu'il est possible de mettre sur le boîtier et l'affichage multiplexé permet de s'affranchir de ce problème, au prix, il est vrai, d'un léger accroissement de la complexité du circuit intégré puisqu'il faut y inclure un multiplexeur.

Notre montre de voiture utilise donc un affichage de ce type, ce qui vous explique la présence du multiplexeur sur le synoptique de la figure 2.

Un autre sous-ensemble est visible sur ce synoptique et est baptisé détecteur de niveau. Cette circuiterie est utilisée pour voir si les veilleuses sont allumées et, dans ce cas, pour réduire la luminosité de l'afficheur à un niveau que vous aurez au préalable choisi une fois pour toutes, grâce à un réglage externe.

Nous remarquons également qu'une sortie de la chaîne de division de fréquence attaque un convertisseur de tension. En effet, les afficheurs utilisés demandent une tension de commande de 25 V qui n'est pas disponible dans une voiture, un petit convertisseur statique se charge donc de fabriquer celle-ci à partir du 12 V et, pour économiser l'oscillateur indispensable dans un tel montage, on fait appel à celui qui existe déjà dans la partie purement horloge.

La partie entourée de pointillés, sur le synoptique que nous venons d'étudier, est toute entière contenue dans un seul circuit intégré, ce qui vous laisse présager un schéma de montage très simple comme nous allons vous le confirmer ci-après.

Le schéma

Il est visible, dans son intégralité, figure 5 ; vous voyez que nous vous avions annoncé quelque chose de simple ; il est difficile de faire mieux ! Précisons que ce schéma est celui que vous pouvez retrouver, à quelques variantes près, dans les montres digitales pour voiture du commerce, car il existe très peu de circuits intégrés spécialisés dans cette fonction.

La partie affichage est réduite à sa plus simple expression puisque le circuit attaque directement les afficheurs sans aucun circuit d'interface. Ces afficheurs sont donc constitués par un seul tube fluorescent de couleur verte, comportant quatre chiffres groupés par deux de part et d'autre de deux points centraux, comme sur toute montre digitale qui se respecte. Ce genre de tube comporte un filament (comme les « vieilles » lampes-radio) qui est chauffé directement à partir du 12 V après passage dans une résistance chutrice. Cette résistance est, pour des raisons de puissance, constituée par la mise en série de deux modèles de dissipation plus faible car cela facilite l'implantation sur un petit circuit imprimé. Ce filament n'est alimenté que lorsque le contact est mis afin de n'allumer l'affichage que dans ce cas, pour deux raisons :

– diminuer la consommation de l'ensemble lorsque le contact est coupé,

– ne pas attirer l'attention lorsque la voiture est laissée en stationnement...

Nous voyons ensuite l'oscillateur à quartz réduit à sa plus simple expression puisque constitué du quartz et de deux condensateurs. Deux

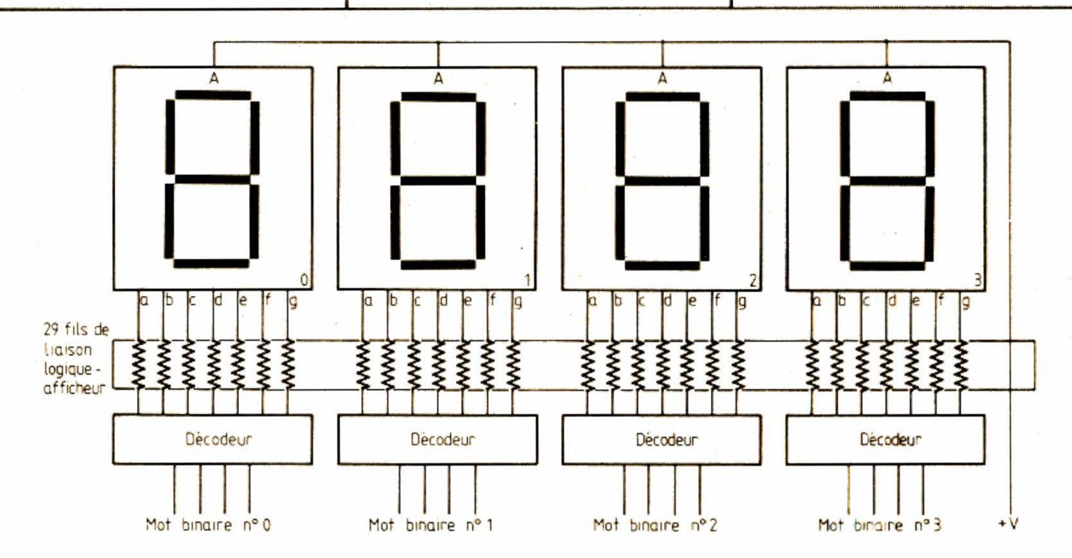


Fig. 3. – Principe d'un affichage conventionnel.

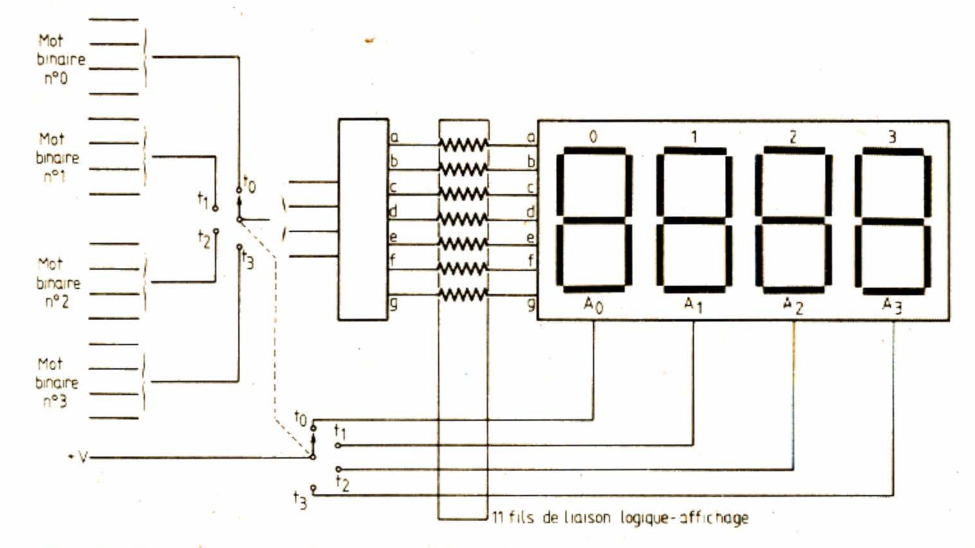


Fig. 4. – Principe d'un affichage multiplexé.

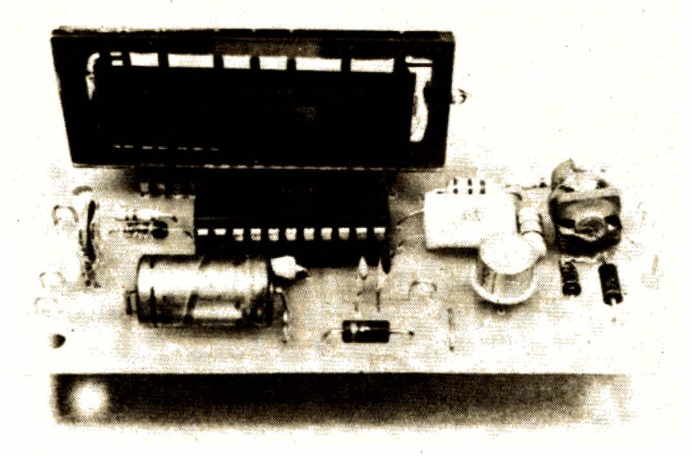


Photo B. – La montre vue de derrière, remarquez le montage à plat du quartz.

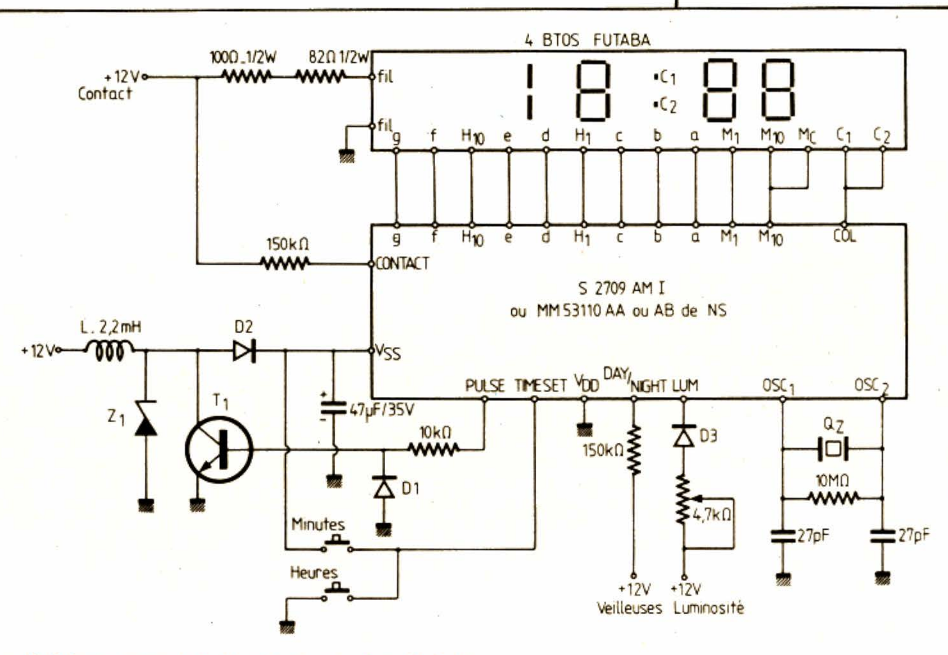


Fig. 5. – Schéma complet de notre montre digitale.

entrées sont visibles sur le CI, une, baptisée luminosité, qui permet, grâce au potentiomètre qui y est relié, de régler la luminosité de l'afficheur de nuit, c'est-à-dire lorsque vos veilleuses seront allumées ; une autre qui est reliée aux veilleuses de votre voiture et qui permet donc le passage automatique luminosité normale-luminosité atténuée, lors de l'allumage de celles-ci.

Une entrée du CI permet la mise à l'heure au moyen de deux poussoirs. Lorsque le poussoir-minutes est actionné, les minutes avancent rapidement tandis que ce sont les heures qui font cela lorsque l'on appuie sur le poussoir des heures. Dans ce mode de mise à l'heure, les minutes et les heures sont indépendantes ce qui facilite le réglage. Signalons un point important : grâce à la patte du CI reliée au contact du véhicule, celui-ci sait lorsque le contact est coupé (et donc lorsque l'afficheur est éteint) et il interdit la mise à l'heure à ce moment-là, ce qui est logique.

La dernière partie du schéma est constituée par la circuiterie d'alimentation avec son mini-convertisseur statique fabriquant du 25 V.

Ce convertisseur a un aspect un peu particulier ; en effet, lorsque le contact est coupé, l'afficheur est éteint puisque son filament n'est plus alimenté, il n'est donc plus nécessaire de fabriquer du 25 V ; en conséquence, la sortie PULSE du CI ne fournit plus de signal et le convertisseur s'arrête, mais son schéma est tel qu'il laisse quand même passer le 12 V vers le CI qui continue ainsi à compter le temps. Remarquez d'ailleurs, à ce sujet, que ce CI est remarquablement conçu puisqu'il fonctionne de 9 V à 25 V de tension d'alimentation sans aucune régulation ni précaution particulière !

Repères	Types et équivalents	Remarques
Afficheur	4BTOS Futaba	Voir texte
CI	S2709 AMI ou MM53110 AA ou AB de NS	Voir texte
Q_z	Quartz	Voir texte
D_1, D_3	1N914 ou 1N4148	
D_2	1N4002 à 1N4007	
Z_1	Zener 24 V, 1,3 W	
T_1	2N2219A, 2N1711, 2N1613	
L	Self de 2,2 mH	Voir texte
Résist.	1/2 ou 1/4 W sauf indic. contraire courbe de carbone 5 ou 10 %	
Condens.	2 × 27 pF céramique, 1 × 47 µF 35 V	
Support	1 support de CI à 22 pattes entraxe de 10,16 mm (4/10 de pouce)	

Fig. 6. – Nomenclature des composants

Les composants

Certains d'entre eux étant particuliers nous préférons leur consacrer quelques lignes. L'afficheur tout d'abord est un 4 BT 05 de Futaba, il est importé en France par General Instrument (adresse en fin d'article) chez qui votre revendeur peut se le procurer. Le circuit intégré existe chez deux constructeurs : AMI, sous la référence S 2709 (même importateur que l'afficheur), ou National Semiconductor, sous la référence MM 53110. Ces deux circuits sont rigoureusement compatibles broche à broche avec une seule différence au niveau du quartz : le circuit AMI utilise un quartz à 4,194304 MHz tandis que le circuit NS utilise un quartz à 2,097152 MHz. Ces quartz peuvent se trouver en standard chez certains revendeurs de quartz pour micro-informatique ou peuvent vous être taillés à la demande et à un prix compétitif chez Matel (adresse en fin d'article). Veillez à prendre un quartz en boîtier HC 18 U ou équivalent, afin que celui-ci puisse être monté facilement sur le circuit imprimé.

La self, gros point noir pour nombre d'amateurs, n'est pas critique. Elle doit faire environ 2,2 mH et on la réalise en bobinant le nombre de spires nécessaire en fil de

35 à 40/100 de mm sur un pot ferrite débarrassé de ses accessoires de montage.

Le pot ferrite utilisé peut être quelconque vu les fréquences mises en jeu. La seule donnée à connaître (à demander lors de l'achat) est son inductance spécifique. Le nombre de spires se calcule alors de la façon suivante : L = A × N2 où A est l'inductance spécifique, N le nombre de spires et L l'inductance à réaliser, soit, ici, 2,2 mH. En ce qui nous concerne, nous avons employé un pot PFR 23 d'Isostat, ce qui nous a conduit à bobiner 320 spires de fil. Ce bobinage est à réaliser « en vrac », et il doit ensuite être noyé dans de la colle genre araldite pour lui assurer une bonne tenue mécanique. Cet enrobage ne sera effectué qu'après vous être assuré que le bobinage convient comme indiqué ci-après.

Les autres composants sont classiques et n'appellent pas de commentaire particulier ; veillez seulement à choisir du bon matériel car n'oubliez pas que celui-ci sera soumis à des vibrations et à des températures allant de − 20 °C à + 60 °C environ. En particulier, si vous montez le circuit intégré sur support, n'hésitez pas à prendre un support de très bonne qualité, sinon votre circuit en sortira tout seul avec le temps...

Réalisation

Le montage tient sur un circuit imprimé simple face au tracé relativement simple, comme indiqué figure 7. Remarquez une fois encore l'intérêt du circuit intégré choisi qui est parfaitement adapté à l'afficheur puisque les brochages se correspondent merveilleusement bien !

Ce circuit sera réalisé en verre époxy, la bakélite étant à proscrire en utilisation automobile en raison de sa mauvaise tenue mécanique à l'humidité et à la température. Le tracé peut être fait au feutre à circuits imprimés, avec des symboles transferts ou par la méthode photo si vous êtes équipé.

Une fois le circuit en votre possession, procédez au montage en suivant le plan d'implantation de la figure 8. Suivez l'ordre classique : résistances, condensateurs, support de CI si nécessaire, diodes et transistor. Faites attention à l'orientation du chimique, des diodes et du transistor. Prenez soin de bien décaper le fil émaillé de la self avant de le souder et assurez-vous-en à l'ohmmètre. Le quartz et l'afficheur seront mis en place en dernier. Le quartz est à plaquer à plat sur le CI où il sera maintenu par de la colle pour éviter que les vibrations ne fassent casser ses pattes.

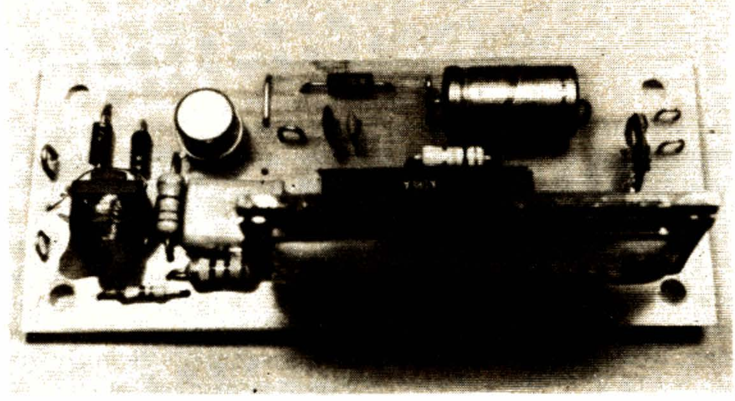


Photo C. – Une vue de dessus pour apprécier la petite taille du montage qui reste pourtant aéré.

L'afficheur sera mis en place dans le bon sens, en enfonçant ses pattes dans les trous jusqu'au renflement qu'elles comportent en leur milieu, ce qui assure en même temps une mise d'aplomb parfaite. Enfin, en dernier lieu, le CI sera mis sur son support ou sera soudé selon le cas. Bien que ce soit un circuit MOS, et sous réserve que votre fer à souder ne soit pas un appareil à électrocuter les gens, il ne nécessite pas de précaution de manipulation particulière.

Après avoir fait toutes les vérifications d'usage, absence de court-circuit ou de mauvaise soudure, vous pouvez passer aux essais du montage.

Mise sous tension

Les essais peuvent être faits avec n'importe quelle source de 12 V pourvu que celle-ci puisse débiter une

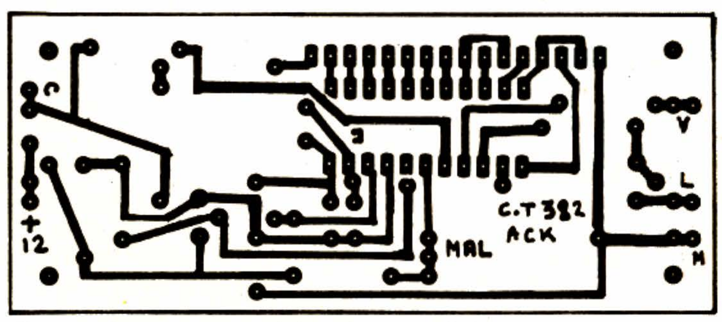


Fig. 7. – Dessin du circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

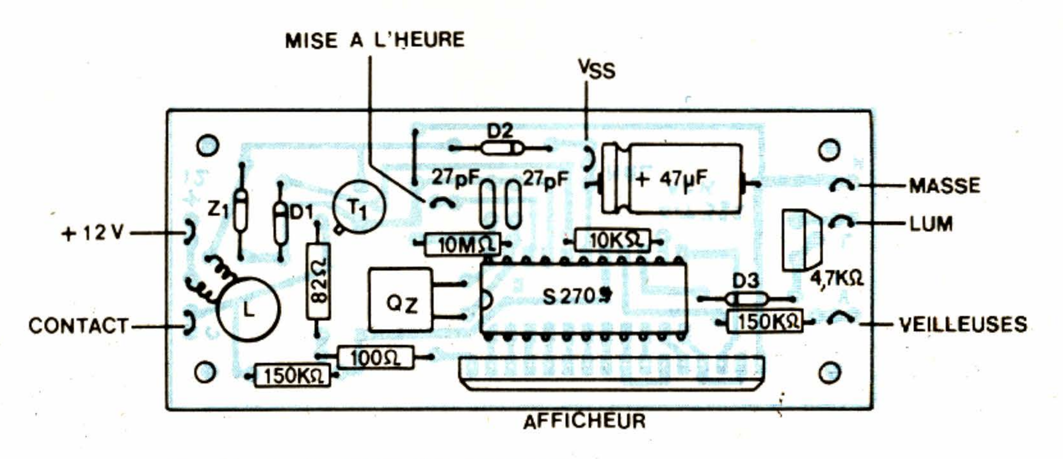


Fig. 8. – Implantation des composants.

centaine de mA. Si vous ne disposez pas d'une alimentation stabilisée adéquate, la batterie d'une voiture peut très bien faire l'affaire.

Reliez les bornes + 12 V et masse, rien ne doit se passer ; par contre, dès que vous allez relier la borne contact au + 12 V, l'afficheur doit s'allumer et vous devez lire une heure quelconque et voir clignoter les deux points lumineux centraux. Si tel est le cas, vérifiez le bon fonctionnement des commandes de mise à l'heure. Connectez ensuite la patte LUM au + 12 V puis reliez la patte veilleuse au + 12 V, la luminosité de l'afficheur doit baisser et vous pouvez régler son intensité au moyen du potentiomètre. Attention, si vous ne reliez pas LUM au + 12 V, le fait de relier l'entrée veilleuse au + 12 V éteint complètement l'afficheur.

Laissez alors le montage sous tension plusieurs heures pour constater qu'il fonctionne correctement et qu'aucun composant ne s'échauffe de façon prohibitive. Il est normal que le circuit intégré, le transistor et l'afficheur soient tièdes après quelque temps de fonctionnement.

Si le montage ne fonctionne pas, cela peut revêtir deux aspects. Soit l'afficheur indique bien l'heure mais les chiffres sont très pâles, soit l'afficheur indique n'importe quoi. Dans le deuxième cas, et sauf erreur de câblage, le circuit intégré ou son quartz sont défectueux mais c'est fort improbable si ces composants sont neufs. Dans le premier cas, le convertisseur statique est certainement en cause, ce que vous pouvez vérifier en plaçant un voltmètre aux bornes du 47 µF. Si tout marche bien vous devez avoir environ 24 V, sinon vous devez lire une tension nettement plus faible (cette mesure étant faite avec la patte contact reliée au + 12 V puisque, dans le cas contraire, le convertisseur est arrêté). Si votre transistor est bon, le coupable est la self dont vous n'avez pas bien calculé le nombre de spires ; le remède est donc tout trouvé...

Lorsque vous vous êtes assuré que tout est normal, vous pouvez noyer la self dans de l'araldite ou équivalent et songer à la mise en boîte de la chose. Nous vous laissons libre à ce niveau puisqu'il n'y a aucune contrainte d'ordre électronique à respecter pour la mise en boîtier et celle-ci est donc affaire de goût personnel ! Veillez seulement à bien fixer mécaniquement le circuit imprimé dans le boîtier choisi, en utilisant des rondelles éventail pour que les écrous ne puissent se desserrer avec les vibrations.

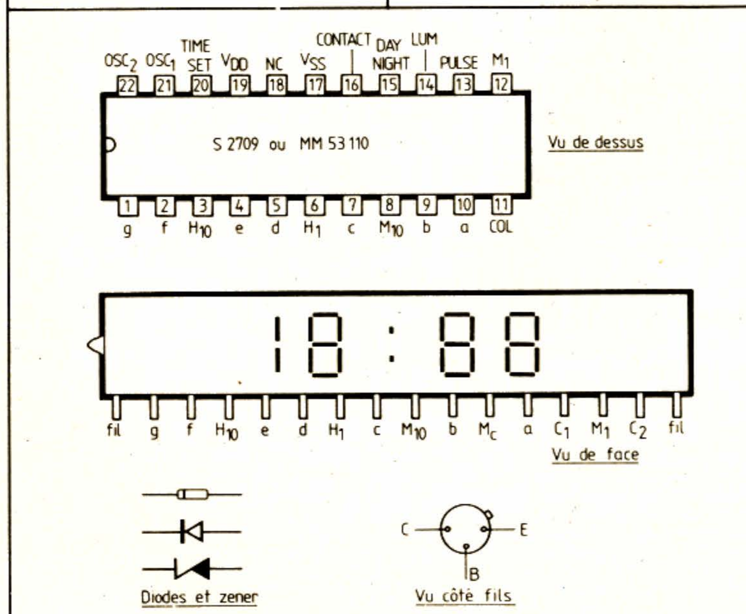


Fig. 9. – Brochage des semi-conducteurs et de l'afficheur.

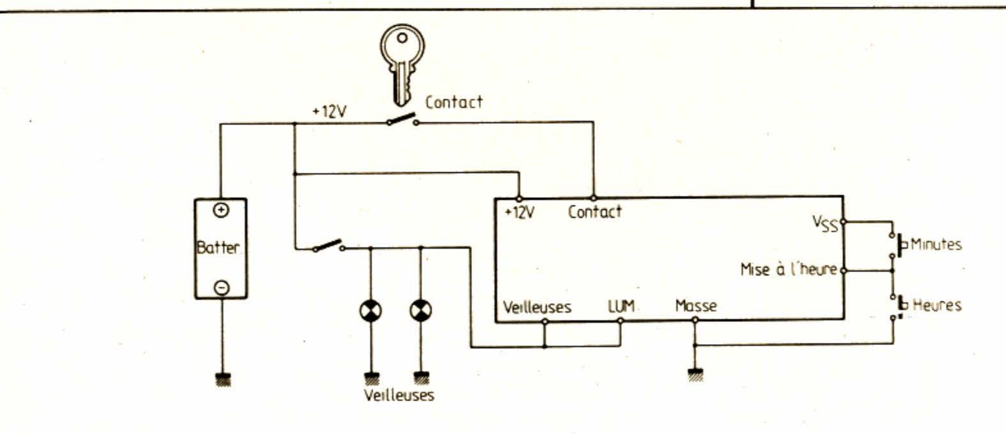


Fig. 10. – Câblage de la montre dans le véhicule.

Montage dans le véhicule

Vous pouvez placer cette montre où vous voulez, évitez seulement de la mettre en un endroit où elle sera soumise à un fort rayonnement solaire, pour la chaleur, d'une part, et également pour que les afficheurs restent lisibles, d'autre part.

Le câblage sur le circuit électrique du véhicule est très simple, comme indiqué figure 10, et peut être réalisé avec du fil souple isolé de 7/10 de mm qui est largement suffisant, vu les intensités mises en jeu. La borne contact de la montre peut être reliée au plot contact de la clef du même nom ou, mieux, au plot accessoires si celui-ci existe, ce qui permet de maintenir la montre allumée si vous restez à l'arrêt sans avoir à mettre le contact. C'est souvent sur ce plot que sont branchés les autoradios pour la même raison.

Conclusion

Nous espérons que ce petit montage d'électronique automobile vous aura intéressé et que, même s'il ne vous a pas conduit à nous suivre dans la réalisation, il vous a au moins permis de savoir comment sont faites les montres de bord digitales que l'on voit maintenant fleurir sur de nombreux tableaux de bord.

C. TAVERNIER

Adresses utiles

Futaba et AMI chez PEP, 4, rue René-Barthélémy, 92120 Montrouge.
Quartz chez Matel, 26 bis, av. du Clos, 94210 St-Maur-La-Varenne.

Technique phonographique

LE BRAS DE LECTURE UNIPIVOT de Pierre Lurne

UNE REALISATION FRANCAISE BIEN ETUDIEE

ENFIN, grâce à Pierre Lurné, à l'atelier Audiomeca, et aux Etablissements Woodless, il existe désormais un excellent bras de lecture « unipivot » de fabrication française, rompant ainsi cette tradition (à laquelle nous avons déjà fait allusion), vieille d'un bon demi-siècle, réservant aux Britanniques la quasi-exclusivité (aussi bien parmi les professionnels que les amateurs) d'une conception mécanique, apparemment simple ; mais toujours assez sophistiquée en ses détails, dès qu'il s'agit d'en obtenir les meilleures performances (cette quasi-exclusivité fut d'ailleurs récemment battue en brèche, lorsqu'entrèrent en lice quelques concurrents japonais, aux réalisations très soignées et parfois originales, ainsi que quelques américains, ou nippo-américains).

Nous savons déjà que, dans un bras « unipivot » tous les mouvements s'effectuent autour d'axes, passant par le point de contact d'un pivot avec sa crapaudine (deux pièces nécessairement très dures) pour résister à l'usure, ce qui simplifie (au moins en principe) la construction. Le bras « unipivot » est pratiquement le seul (bien des auteurs l'ont signalé) que puisse tenter un amateur adroit, bien outillé, avec l'espoir d'en obtenir des performances égalant (et souvent dépassant) les plus cotées des solutions classiques.

Si, comme cela fut courant, pendant les années 40 et au début des années 50, on s'arrange pour localiser le centre de gravité de l'ensemble, franchement au-dessous du point de pivotement, on obtient à coup sûr (fig. 1) un système stable (ce fut le cas du très esthétique « Fluxvalve 194 » de Pickering), et même trop stable, puisqu'équivalent, pratiquement, à un minisismographe, beaucoup trop désagréablement affecté par les vibrations de l'environnement. Il fut rapidement évident qu'il fallait travailler au voisinage de l'équilibre indifférent (centre de gravité proche du pivot), et accepter les problèmes de stabilité latérale, que ce choix posait à l'ingéniosité des concepteurs (problèmes aggravés en stéréophonie) presque tous anglais, dont les idées furent parfois bizarres ; mais qui, au cours des vingt dernières années, ont progressivement inventé tous les artifices couramment utilisés (masselottes latérales convenablement disposées augmentant l'inertie autour de l'axe longitudinal du bras ; stabilisation magnétique ; jupe interne concentrique à l'axe vertical, pour appliquer un amortissement visqueux, au voisinage immédiat du pivot, comme l'avait préconisé Bachmann en 1948 et 1954 ; divers procédés minimisant le couple de torsion des fils de liaison – la grande idée géniale des bains de mercure, de J.S. Wright (1967), étant malheureusement inapplicable – et même de menues tricheries, souvent admises, et, à tout prendre, pas si mauvaises). Rappelons aussi que, d'un point de vue sémantique, il est habituel (il fut habituel, serait plus exact), de classer les bras « unipivot » en deux catégories :

– Les véritables « unipivots » à crapaudine fixe et pivot solidaire du bras (aujourd'hui assez rares ; mais solution adoptée par Pierre Lurné, qui y a trouvé une solution élégante au problème des fils de connexion).

– Les « unipivots inversés », les plus nombreux (il en fut pratiquement presque toujours ainsi ; sans doute aussi plus accessibles aux constructeurs amateurs), où le pivot est fixe et la crapaudine

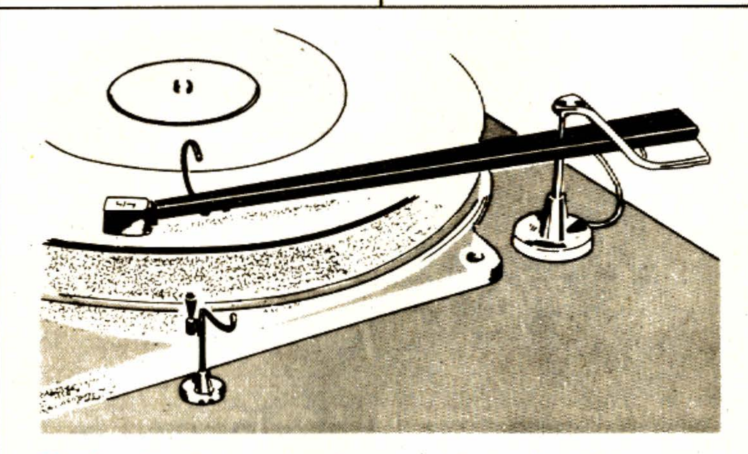


Fig. 1. – Un des premiers bras « unipivot » à avoir connu un grand succès auprès des amateurs « audiophiles » et fortunés, des années 50 : « Pickering Fluxvalve, Modèle 194 ». Très esthétique (et facile à copier, avec des moyens rudimentaires : stylo à bille, règle plate, pièces de monnaie pour le tarage...) et d'une stabilité à toute épreuve, le centre de gravité du système étant situé très au-dessous du pivot (inversé) et les ailerons latéraux arrières augmentant encore l'inertie dans le sens convenable. Deux inconvénients majeurs (il est vrai que l'on travaillait à 5 g d'appui vertical, au moins) : sensibilité aux vibrations extérieures ; bras réel (pivot-pointe de lecture) éloigné de la surface du disque, donc pleurage sur disques voilés à l'époque, où les microsillons pesaient 193 g, le voilement était moins fréquent qu'aujourd'hui.

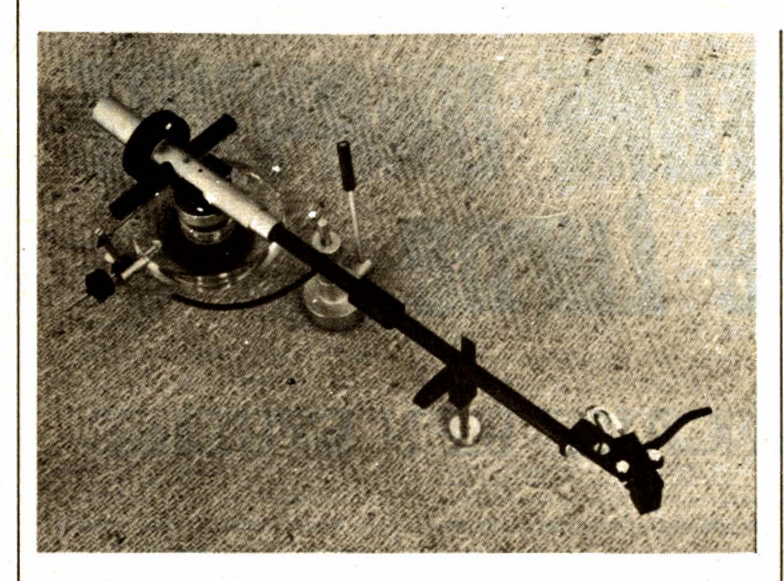


Fig. 2. – Le bras unipivot « Modèle 1 - Argent » de Pierre Lurné. Noter la construction simple et particulièrement symétrique, la mini-coquille antérieure, la bague d'inertie, le tube transversal où coulisse la masse d'équilibrage latéral, ainsi que la plaquette limitant l'amplitude des déplacements latéraux. L'antiskating s'applique à partir d'un contrepoids réglable d'une tige fendue et d'un fil de nylon lequel traversant le bras, selon un diamètre horizontal, contribue à la stabilité de l'équilibre latéral. Repose-bras et commande indirecte de pose et repérage sont classiques (photo Alix-Bagnères de Bigore).



Fig. 3. – Le « Modèle 2 » de l'unipivot de P. Lurné est pratiquement identique au précédent, les quelques différences qui en simplifient légèrement l'assemblage sans influer sur les performances sont très minimes. Cette fois la plaquette limiteuse d'amplitude est supprimée et l'on aperçoit la barrette supportant la crapaudine. Dans ce cas aussi les fils conducteurs ne sont plus en argent pur, ce qu'apprécie l'élite des « audiophiles » aux « Oreilles d'Or » qui y trouve grande satisfaction esthétique (ni contestable, ni discutable). (Photo Alix - Bagnères-de-Bigorre).

solidaire du bras (les pointes de stylo à bille y ont fait et font toujours, merveille !).

Le bras de lecture « unipivot » de Pierre Lurné

Ayant ainsi rappelé les données d'un problème technique assez complexe, et toujours un peu marginal ; car du point de vue industriel et commercial, soit par crainte d'une fragilité beaucoup moins réelle qu'on ne l'imagine, soit en raison des soins méticuleux à apporter à des réglages prétendus délicats, ou de certaines dificultés de tansport, les « unipivots » ont toujours recruté leurs adeptes parmi les plus exigeants des amateurs, prêts à en assumer les menus inconvénients pratiques ; en comparaison d'avantages (frottements extrêmement réduits, grande faculté d'adaptation dynamique), qui en font, lorsqu'ils sont convenablement utilisés, le support de choix des transducteurs phonographiques de grande classe. C'est la raison pour laquelle Pierre Lurné, mélomane passionné, a choisi de fabriquer de façon quasi-artisanale un bras « unipivot », parmi les mieux étudiés qu'il nous ait été donné d'examiner, méritant amplement les appréciations flatteuses dont il est fréquemment l'objet. En réalité, il existe deux exécutions du bras Lurné : le « Modèle 1 » dit « Argent », de réalisations extrêmement soignée, (fig. 2) dont l'assemblage (par collage de certains éléments) exige au minimum quatre heures de travail, et qui véhicule l'information du sillon, par le moyen des électrons raffinés d'un câble de liaison en argent pur, fabriqué aux USA par Mark Levinson, et un « Modèle 2 » (fig. 3) de performances pratiquement équivalentes ; mais moins coûteux ; car son montage ne demande que quatre-vingt-dix minutes, et qui use de connexions plus démocratiques, bien que de résistance et d'impédance négligeables, à toutes fréquences audibles. Comme il se doit les pièces de connexion des deux modèles sont finement dorées ; ce qui ne dispense pas de les décrasser de temps à autre ; car pour noble que soit le « fabuleux métal », il s'encrasse tout comme un autre aux pollutions atmosphériques (souvent origines de contacts imparfaits, et si l'on y accorde quelqu'attention, l'argent pur présente une certaine affinité pour les impuretés soufrées, qui ne manquent pas dans l'air des grandes villes et doivent affecter son état de surface. Quoi que nous fassions, il est bien difficile d'accéder au bonheur !).

A) Détails anatomiques d'un véritable bras « unipivot »

Donc, Pierre Lurné ayant choisi la véritable formule « unipivot » (la raison en apparaîtra bientôt) en solidarise le pivot conique (une pièce d'horlogerie, vraisemblablement en acier trempé), d'une pièce maîtresse finement usinée, partie importante de l'axe tubulaire du bras, pour lequel il adopte la très rationnelle présentation rectiligne, avec coquille antérieure fixe (fig. 2 et 3) de grande rigidité (épaisseur 2,5 mm), réduite à sa plus simple expression (« vestigiale », comme disent les initiés) et contrepoids principal se vissant, le plus simplement du monde à l'arrière, sans excentrement et sans l'habituel découplage élastique, dont nous savons depuis pas mal de temps (1963) qu'il est inefficace, avec les légers phonolecteurs actuels de grande souplesse. Cela dit, détaillons d'un peu plus près l'anatomie du bras Lurné et en premier lieu :

A) La pièce essentielle centrale (fig. 2, 3, 4) usinée à partir d'un cylindre métallique, de diamètre extérieur 12 mm, à laquelle le pivot se trouve assujetti, et dont la géométrie prévoit tous les évidements et filetages nécessaires à l'assemblage des pièces complémentaires.

a - Le tube antérieur porte-coquille (diamètre extérieur 7 mm, longueur 150 mm) aluminium (fig. 2 et 3) superficiellement raidi, à l'extérieur comme à l'intérieur, par oxydation anodique, d'une mince couche (25 µm) d'alumine très dure (en langage vulgaire ce n'est autre, sous forme cristalline, que le corindon utilisé en raison de sa dureté, immédiatement inférieure au diamant, pour les meules et autres abrasifs ; mais qui se retrouve aussi, sous forme plus noble et diversement colorée, dans la composition de pierres précieuses, parmi les plus coûteuses : rubis, émeraude...). Ce traitement superficiel, aujourd'hui très apprécié, s'oppose efficacement à la transmission des vibrations par la partie tubulaire du bras, en raison des différences de vitesse de leur propagation à l'extérieur et à l'intérieur ; d'autant que pour parfaire l'amortissement, la cavité cylindrique est bourrée intérieurement d'un matériau à la fois souple et absorbant. Le bras tubulaire rectiligne est loin d'être nouveau (Pierre Clément le préconisait il y a bien trente ans), et il est curieux qu'il lui ait fallu autant de temps pour revenir en faveur, car c'est à la fois le plus simple à usiner, celui ayant, à masse égale, la rigidité maximale, et dont il est relativement le plus aisé de contrôler les vibrations propres (pour les spécialistes, il peut être assimilé à une ligne de transmission dynamique, à terminer judicieusement sur l'impédance mécanique appropriée, minimisant les réflexions terminales ; donc les modes vibratoires stationnaires)

Ce tube se complète (fig. 2 et 3) d'une « bague d'inertie », afin de bien préciser que (contrairement à d'autres réalisations), elle n'est pas destinée à régler la force verticale d'application, mais à ajuster le moment d'inertie global (donc la masse dynamique efficace du bras ; vu de la pointe de lecture) en fonction du phonolecteur utilisé (selon sa masse et son coefficient d'élasticité vertical) pour en situer au mieux la fréquence de résonance fondamentale.

On sait que, depuis les travaux de plusieurs auteurs, consacrés à la répartition statistique des amplitudes et fréquences de voilement des disques commerciaux, il est conseillé de placer, aux alentours de 12 Hz, la résonance inférieure de l'ensemble « bras + phonolecteur », face à l'élasticité verticale du capteur.

Cette élasticité étant normalement fixée par construction, on ne peut modifier que la masse dynamique. Grâce à sa « bague d'inertie », autorisant toutes valeurs entre 5 et 13 g, le bras de Pierre Lurné s'adapte à toutes espèces de phonolecteurs (les « électromagnétiques » sont habituellement légers et souples, les « électrodynamiques » plus lourds et plus raides). Un disque-test, comme l'Ortofon « 0001 », peut en faciliter le réglage, qu'il faut reprendre de temps à autre ; car les éléments élastiques des phonolecteurs sont souvent sensibles au vieillissement, ainsi qu'aux variations de température.

b - Le contrepoids vissant à l'arrière (fig. 2 et 3), avec masse additive éventuelle, par lequel se détermine d'abord l'équilibre longitudinal préliminaire, puis la force d'application de la pointe lectrice, en diminuant la distance contrepoids-pivot (un tour correspondant à 0,25 g avec le seul contrepoids principal, ou à 0,35 g avec masse additionnelle).

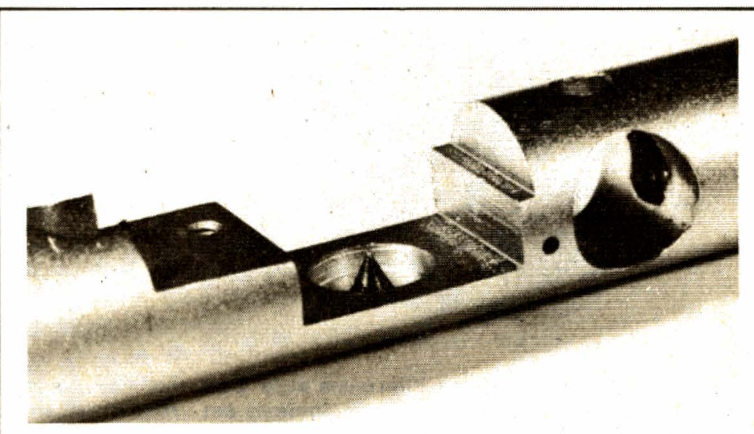


Fig. 4. – La partie principale de la pièce centrale et essentielle du bras de Pierre Lurné, pièce maîtresse de l'ensemble, dont le rôle est précisé dans le texte. Noter le pivot conique, dont la pointe est située pratiquement sur l'axe du tube, l'évidement qui recevra la barre d'équilibrage, le trou horizontal diamétral pour le fil d'antiskating, ainsi que les épaulements, pour la plaque isolante supportant la jupe cylindrique dont une partie sera plongée dans le liquide amortisseur de forte viscosité (1 000 cp).

c - Derrière le pivot (fig. 2, 3, 4) immédiatement à l'avant du contrepoids, se place une gaine tubulaire, à l'intérieur de laquelle une masse coulissante détermine l'équilibre latéral, en fonction du phonolecteur utilisé et, augmentant le moment d'inertie autour d'un axe très voisin de celui du bras, contribue, très efficacement à stabiliser l'ensemble, à l'encontre d'oscillations latérales. Cet artifice des plus rationnels rejoint les conceptions de techniciens anglais et évite le classique contrepoids arrière excentré, dont le réglage est toujours délicat, pour ne pas dire fastidieux.

d - Remarquer à la partie supérieure (modèle 1, fig. 2) une mince plaquette isolante collée, s'opposant aux mouvements latéraux de trop grande amplitude.

e - A la partie inférieure une seconde plaquette (fig. 5) isolante, plus épaisse et rigide, est solidaire de la jupe cylindrique et aplatie (12 et 8 mm) laquelle baignant normalement, et partiellement, dans un liquide de forte viscosité (huile de silicone), déterminera l'amortissement auxiliaire, presque toujours indispensable aux bras « unipivots ». Ce procédé classique est très apprécié des constructeurs de tous horizons. Il me semble l'avoir déjà noté dans une réalisation professionnelle de « E.M.I. » aux premières années de la stéréophonie (1962), avec un transducteur magnétique à lecture indirecte, très proche du Decca.

Cette plaquette a aussi le rôle très important de s'opposer aux mouvements verticaux d'amplitude exagérée, risquant d'endommager les fils de connexion, lesquels vont traverser axialement l'embase par le biais d'un orifice ménagé au sommet de la jupe d'amortissement. Nous touchons là à un point très ingénieux justifiant pleinement le « véritable unipivot ».

Alors que la plupart des concepteurs usent de solutions compliquées, ou peu fiables, pour disposer les fils de connexion, Pierre Lurné a toute liberté de les loger audessous de sa craupaudine, selon l'axe de l'embase et

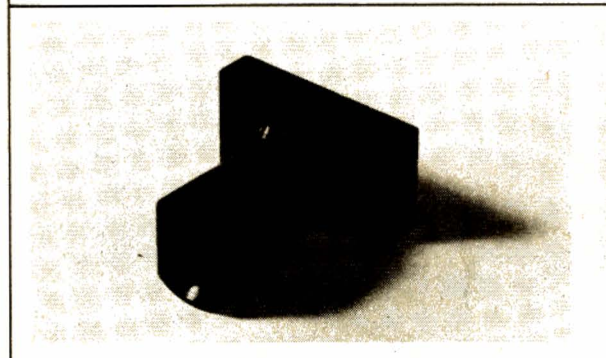


Fig. 5. – Plaquette isolante inférieure et la jupe cylindrique d'amortissement dont le sommet est percé d'une ouverture, que traverseront les fils de connexion du phonolecteur, passant facilement au dessous de la crapaudine, et poursuivant leur trajet selon l'axe de l'embase.

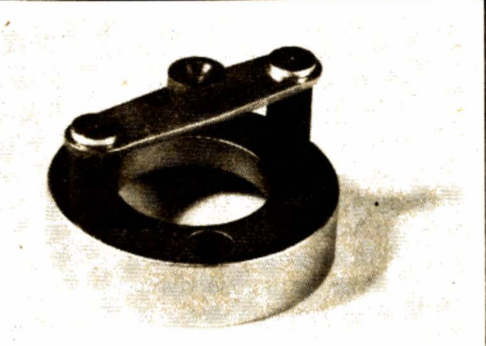


Fig. 6. – La crapaudine surélevée par deux colonnettes est solidaire d'une pièce cylindrique ajourée que traversera la jupe d'amortissement ; tout en constituant un couvercle à la partie supérieure, en plexiglass, de l'embase cylindrique. Il y a ainsi largement place aux fils de connexion au dessous de la crapaudine (cette solution est très ingénieuse).

même de les faire bénéficier de l'amortissement visqueux général, qui minimisera l'influence de leur inévitable couple de torsion.

B) L'embase cylindrique

Cette pièce à la fois et importante et intéressante porte :

a - Le support (fig. 6), légèrement surélevé par deux colonnettes, de la cuvette constituant la crapaudine du pivot (avec un orifice pour injection, à l'aide d'une seringue, du fluide amortisseur en quantité convenable), formant un couvercle à la partie supérieure d'un tube cylindrique transparent diamètre 24 mm en plexiglass (appréciation directe du niveau de l'huile de silicone).

b - Après une large collerette en plexiglass (diamètre 69 mm, épaisseur 10 mm), portant, enchassé à sa périphérie, (fig. 2, 3) le levier et le contrepoids d'antiskating on trouve un tube métallique cylindrique, de diamètre 20 mm et 35 mm de hauteur, avec quatre cannelures régulièrement espacées, qui aideront au réglage de hauteur du bras qu'une vis immobilisera en position convenable, par l'intermédiaire d'un manchon cylindrique (diamètre 38 mm) avec écrou molleté de blocage, et cosse de prise de masse, destiné à assujettir rigidement le tout à la platine tourne-disque. Par ce réglage de hauteur, on devrait, en principe, corriger exactement l'erreur de piste verticale, introduite à la gravure, laquelle peut être source d'intermodulation perceptible aux fréquences élevées, inscrites à très fort niveau (souvent exagéré d'ailleurs, comme il fut remarqué par ailleurs, et dépassant les strictes restrictions géométriques imposées par la possibilité d'exploration totale des flancs du sillon, même par les pointes les plus fines) ; erreur de piste qu'il est bien difficile de déterminer avec précision (même avec les disques spécialement fabriqués à cette intention). On crut pouvoir la normaliser à 15°, mais pour des causes diverses, elle varie, en réalité, entre des limites assez larges (cela peut aller de 0 à 25°). En principe, un constructeur de phonolecteurs se fiant à des moyennes statistiques, prévoit qu'à la force d'application assurant la meilleure lisibilité, la partie supérieure plane de son transducteur sera horizontale. Nul ne dissimule qu'il s'agit d'un compromis (température et vieillissement ne sont pas sans effet). Il n'y a rien à redire, si d'autres pensent différemment, selon leurs préférences auditives. Quoi qu'il en soit, le bras Lurné autorise une bonne marge de réglage, afin que chacun puisse chercher et découvrir son maximum de satisfaction esthétique (peut-être faut-il user d'artifices de montage avec certains plateaux épais).

c - Il convient d'accorder une mention toute spéciale au traitement des fils de connexion (dont nous avons déjà signalé le principe), qui, tout naturellement, à la sortie de la partie tubulaire du bras passent sous la crapaudine surélevée (de manière à placer le pivot sensiblement sur l'axe du tube), s'engage au travers de la jupe d'amortissement et traversent verticalement l'embase (fig. 7) tout en baignant dans l'huile de silicone et, comme leur couple de torsion est nul en position moyenne, l'amortissement supplémentaire, ainsi apporté, en supprime les effets résiduels. Signalons, incidemment, qu'il eut été justifié de joindre, aux accessoires de montage, une petite provision d'un composé visco-élastique adhérent (genre « Buddies ») ; afin de mieux solidariser le phonolecteur à son embryon de coquille et l'empêcher de vibrer, s'il lui en prenait fantaisie (également pourquoi pas des vis de fixation en nylon, cela réduit encore l'inertie).

C) Accessoires

Bien entendu l'ensemble mécanique essentiel se complète d'un repose-bras très simple de hauteur réglable, que possédaient déjà les bras SAREG (fabrication P. Garreau), pour disques 78 t/mn (avec un clip de sécurité, et aussi, un dispositif de commande indirecte et repérage à levier non freiné, rappelant l'ancien « Hi-Lift » d'Ortofon. L'antiskating s'exerce par l'intermédiaire d'un fil en nylon très fin et contribue à l'équilibre latéral (fig. 2, 3, 8).

Sur la dynamique du bras de Pierre Lurné

Tout bras de lecture soulève des questions statiques (masses à répartir, pour que l'ensemble matériel puisse s'équilibrer simultanément, longitudinalement et latéralement) et dynamiques (surtout pour un « unipivot ») afin de le placer dans les meilleures conditions de travail, par exemple, absorber le minimum d'énergie pour l'escalade des voilements, sans engendrer de pleurage appréciable – d'où l'intérêt que la ligne pointe de lecture-pivot » soit pratiquement dans le plan du disque. Dans le cas d'un « unipivot » les fameuses oscillations latérales les incitent à les exciter aussi peu que possible, par les forces alternatives exercées latéralement sur la pointe de lecture. Cette condition sera pratiquement réalisée, si l'on place la pointe de lecture sur

un axe d'inertie maximale par rapport au pivot, qui correspond aussi à un axe de longueur minimale de l'ellipsoïde d'inertie. On démontre, en mécanique du corps solide, que les axes de l'ellipsoïde d'inertie sont aussi des axes d'oscillation préférentiels, d'où l'intérêt – déjà bien connu de Pierre Clément – de la disposition signalée, ou tout au moins de l'approcher, au mieux. La symétrie de construction, adoptée par Pierre Lurné y satisfait correctement (l'ellipsoïde d'inertie est alors de révolution), il assure même (toujours les idées directrices de P. Clément) avoir placé la pointe au voisinage de la fibre neutre de la poutre principale du bras (celle de longueur invariable, au cours d'une flexion) ; également une excellente précaution. Comme cela soulève des questions complexes, nous ferons confiance au constructeur, auquel il appartient de les maîtriser. L'excellente stabilité obtenue par Pierre Lurné est un gage de réussite mécanique.

Sur le montage du bras

A) Erreur de piste

Par construction, ce bras fut conçu pour 230 mm de longueur effective entre pivot et pointe de lecture (classique aujourd'hui ; les longs bras d'inertie excessive ayant été presque tous abandonnés) et nous savons que la réduction d'erreur de piste s'obtient par le choix d'un angle compensateur et d'une distance convenable entre les axes verticaux du plateau et du bras. Cette configuration géométrique détermine deux (et seulement deux) annulations de l'erreur de piste à la surface du disque. Plusieurs options sont défendables ; celle présentement adoptée serait due à un certain Mitch Cotter (sans doute révéré dans les cercles audiophiliques ; mais qui n'eut pas à se fatiguer beaucoup les méninges, pour avancer des résultats, aucunement mystérieux, connus depuis une bonne vingtaine d'années au moins).

En effet, si pour un bras de 230 mm on ménage 212 mm entre pivot et axe du plateau, avec 24° d'angle compensateur, l'erreur de piste s'annule normalement sur les spires de 65 et 120 mm de rayon (valeurs arrondies) ; ce que faisait déjà Ortofon, bien avant 1960, et dont nous avions fourni entière justification mathématique dans la « Revue du Son » (l'ancienne) et, comme il est bien excusable que M. Mitch Cotter ignore le français, les mêmes résultats furent également publiés par J.K. Stevenson, quelques années plus tard, dans « Wireless World » de mai 1966 (pour 3 shillings ; M. Cotter étant, je crois, fort riche, cela n'eut guère grevé son budget et s'il veut en savoir davantage, il pourra également consulter les numéros du Haut-Parleur 1157 - 60 - 61...).

Cela dit, le choix de Mith Cotter (ni génial, ni révolutionnaire, très voisin de celui de M.G. Baerwald, en 1941. Cela ne rajeunit guère, correspond exactement à la minimisation globale des distorsions d'erreur de piste latérale (faibles, comparées aux autres, inévitables) sur la surface d'un disque de 30 cm, ayant 6 et 14,6 cm pour rayons des spires extrêmes (valeurs adoptées selon « Document 98 » ISO de CEI). Cela part d'un bon sentiment mais s'accompagne aussi d'un maximum de distorsion sur la spire terminale où l'on souffre de réduction de niveau (diminution des longueurs d'onde d'inscription) et souvent de fortes vélocités de gravure, aux fréquences aiguës (conclusion d'une œuvre musicale) et dont il serait préférable de ne pas augmenter, volontairement, les difficultés.

Quoi qu'il en soit de la compétence à légiférer de M. MITCH Cotter, Pierre Lurné fournit pour ajuster son bras un gabarit de contrôle (solution classique proposée par Percy Wilson, aux alentours des années 20) que les Anglais nomment « Protractor », bien que ce ne soit pas un rapporteur au véritable sens du mot. La notice fournie signalant la complexité de l'opération, sans indiquer de stratégie opérationnelle, précisons un peu les choses (les trous de montage de la mini-coquille laissent environ 4 mm de jeu en longueur, et un bon débattement angulaire). Les dimensions des phonolecteurs n'étant pas exactement normalisées, s'efforcer d'obtenir 230 mm entre pivot et pointe au départ, et 212 mm entre axes verticaux (plateau, bras) ; il y faut du soin. Normalement si R_0 et R_1 (cm) sont les rayons d'annulation ($R_0 < R_1$), on devrait avoir $R_0 \times R_1 = 23^2 - 21,2^2 = 79,56$.

En fait $R_0 \cdot R_1 = 78$ (variation insignifiante de 0,02 %, tenant aux approximations) et le plan de symétrie du phonolecteur devrait être à 9,3 cm de distance du pivot. Cela dit, opérer comme suit :

1° Avec le « Protractor », orienter le phonolecteur, et annuler l'erreur de piste pour $R_0 = 6,5$ cm (le réglage y est le plus sensible).

2° Vérifier que l'erreur de piste s'annule à nouveau pour R $R_1 = 12,5$ cm (1 ou 2 mm d'écart sont sans importance). Au cas d'un écart plus important (< 5 mm) retoucher la distance pivot-pointe, grâce au jeu de la coquille (diminuer si R_1 est trop grand, augmenter inversement). Recommencer le réglage 1° et sa vérification 2°.

Les marges consenties doivent autoriser un réglage rapide, sinon, il y a une erreur sensible sur la distance entre les axes verticaux, qu'il convient de corriger en conséquence (la différence entre les carrés des distances (en cm) pivot-pointe et entre-axes doit être aussi voisine que possible de 78 (212,5 mm ne nuirait pas !).

B) Résonance fondamentale

Placer la bague d'inertie selon la souplesse du phonolecteur (en s'aidant des tables de la notice) pour situer la résonance inférieure dans la zone privilégiée (10-15 Hz). Vérifier auditivement, si l'on possède un disque approprié.

C) Injection du fluide amortisseur,
avec la seringue et son ajustage jusqu'au repère.

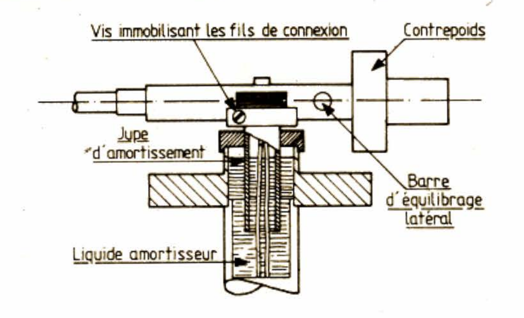


Fig. 7. – Coupe partielle du bras Lurné montrant le trajet des fils de connexion, uniquement soumis à leur couple de torsion, et baignant dans le fluide d'amortissement.

D) Réglage de hauteur du bras

Si l'on dispose du matériel adéquat, réduire au minimum l'intermodulation d'erreur de piste verticale en acceptant le compromis convenant au mieux à la majorité des disques.

Sinon, respecter la règle du constructeur de phonolecteurs ou faire confiance au sens auditif, s'il est suffisamment acéré (utiliser un disque fortement modulé dans l'aigu, avec de grandes composantes verticales ; c'est-à-dire des sources sonores, nettement séparées dans l'espace.

E) Régler la force d'application

Il vaut toujours mieux trop que pas assez, eu égard aux fortes accélérations des fréquences élevées. Nous savons déjà que la force d'application dépend de trois facteurs : souplesse latérale dans le grave ; masse dynamique de l'équipage mobile dans l'aigu et masse efficace de l'ensemble « bras + phonolecteur », pour escalader au mieux les voilements. Nous reportant à la règle pratique du docteur Hunt (A.E.S. 1962), la force minimale d'application exprimée en mN doit au moins égaler :

$$F_{ap} = 50/C_e + 10^4\,M_e + M_{(b+p)}/4$$

(C_e souplesse horizontale en µm/mN de l'équipage mobile et M_e sa masse efficace en g, $M_{(b+p)}$ est la masse efficace cumulée du bras et du phonolecteur. Par exemple, si C = 20 µm/mN, M_e = 0,35 mg et que 6,5 g soit la masse propre de la cellule (valeurs assez courantes), il faut réduire la masse dynamique du bras à 5 g, pour localiser la résonance fondamentale dans la zone permise et on trouve :

$$F_{ap} = 50/20 + 10\,000 \times 0{,}00035 + 11{,}5/4 = 8{,}9\ \text{mN}$$

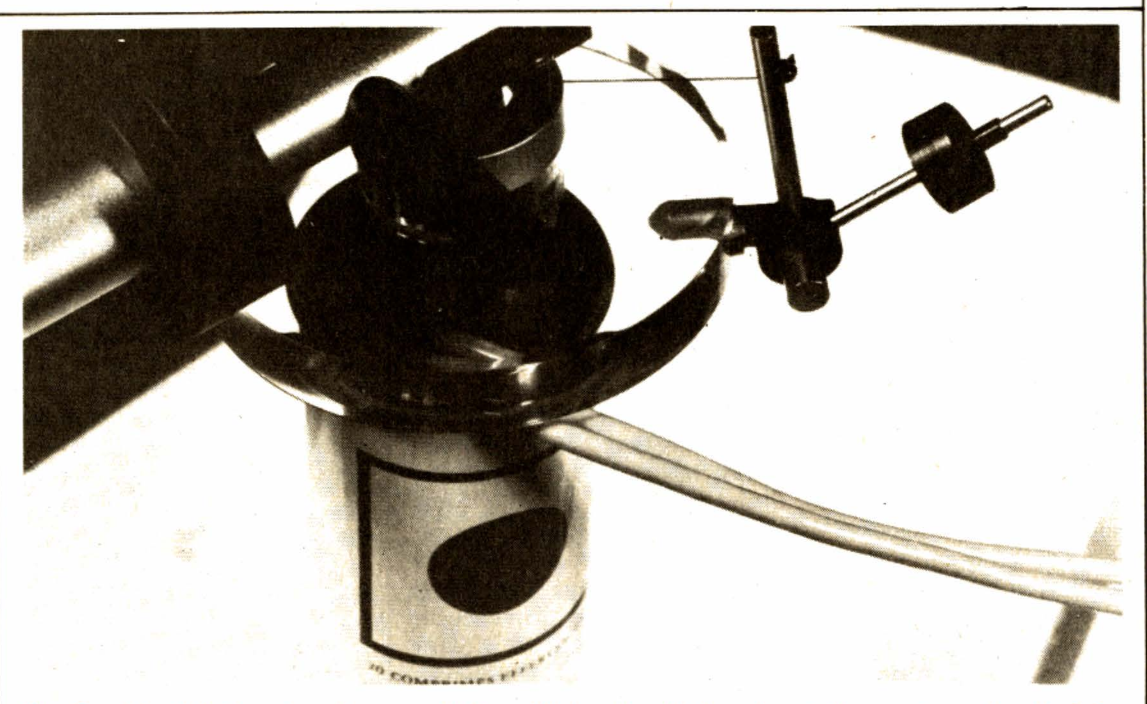


Fig. 8. – L'antiskating s'applique par l'intermédiaire d'un fil de nylon et d'un contrepoids ; l'originalité est qu'ici il soit fait appel à un levier intermédiaire, permettant au fil de commande de demeurer toujours sensiblement horizontal en fonctionnement normal (d'où accroissement de stabilité latérale).

(en termes vulgaires, un peu moins de 10 g d'appui vertical). On voit l'immense avantage d'un bras à très faible masse dynamique dont il fut inutile de tenir compte des frottements, parce que négligeables. Par prudence, entre 1,2 et 1,5 g serait sans doute plus sage (12 à 15 mN).

F) Réglage de l'antiskating

Encore un point délicat. L'essai de réglage suggéré sur un disque présentant une plage lisse n'a pas grande valeur, car beaucoup de facteurs concourent à engendrer la poussée centripète et, bien évidemment, la forme de la pointe de lecture, l'existence du sillon qui agit sur les flancs de la pointe et le type de modulation à restituer ; ainsi, d'ailleurs, que le rayon de la spire lue. On se trouve de nouveau contraint à l'acceptation d'un compromis, et le plus sage semble de faire confiance à l'expérience du fabricant, qui a eu tout loisir de déterminer les valeurs moyennes, convenant au mieux aux divers types de pointes, en fonction de leurs forces d'application.

En conclusion

La preuve de l'excellence mécanique d'un bras de lecture est apportée par la perfection de son comportement dynamique, lequel conditionne par sa neutralité la qualité sonore (définition du grave apporté par l'amortissement, clarté et transparence dans le médium et l'aigu, corrélatives de la rigidité du système et de l'absence d'ondes stationnaires) et la précision de l'image stéréophonique. Un « unipivot » est toujours assez long à domestiquer, mais cela en vaut largement la peine. Enfin, un « unipivot » français est un composant suffisamment rarissime pour qu'il mérite d'être salué. Pierre Lurné a, certainement, dû peiner pour concrétiser aussi sainement des idées à la fois simples et rationnelles qui devraient lui assurer le succès ; mais cela est affaire de commerce et non plus de technique. Cela dit, bien que ne prétendant pas au prestige à l'omniscience, et à l'opulence de l'honorable M. Cotter, nous conseillerions vivement aux amateurs de tâter du réglage annulant l'erreur de piste sur la spire centrale (à la fois sage, actuellement préconisé, et conseillé par André Charlin, il y a bien des années) : pour cela, la distance entre les axes verticaux doit être portée à 213 mm, le plan de symétrie vertical du phonolecteur doit passer à 8,9 cm du pivot (angle compensateur légèrement inférieur à 23°), et l'erreur de piste s'annule pour 6 et 11,7 cm de rayon (la distorsion maximale est très légèrement augmentée) mais se présentant sur un rayon minimal (8 cm) très supérieur au précédent ; la pointe du phonolecteur s'y trouve moins en difficulté.

R. LAFAURIE

PREAMPLIFICATEUR TRES FAIBLE BRUIT

A GA AS FET

(pour 70 cm et 23 cm)

L'INTRODUCTION de semi-conducteurs à l'Arséniure de gallium (Ga As) est certainement l'un des événements les plus marquant de ces dix dernières années dans le domaine des hyperfréquences. En particulier, le développement de transistors à effet de champ à l'arséniure de gallium (Ga As FET ou « gasfet ») commencé dans le milieu des années 60 a rapidement abouti à la commercialisation de composants aux performances surprenantes, mais hélas d'un prix inabordable pour la bourse d'un amateur. Aujourd'hui le gasfet est devenu un composant adulte que l'on peut se procurer facilement à un prix raisonnable. C'est pourquoi nous allons présenter deux réalisations destinées l'une à la bande 70 cm (430-440 MHz), l'autre au 23 cm (1 200-1 300 MHz).

Le GaAs FET

La majorité des GaAs FET utilisés dans les applications hyper-fréquences sont du type canal N – Simple gate à barrière schottky (MESFET dans le jargon des professionnels).

Nous n'entrerons pas, rassurez-vous, dans le détail de la technologie de ces petites merveilles ; cependant il faut savoir que le GaAS Fet se comporte un peu, vu de l'extérieur, comme un JFET classique (BF 245, 2N4416...). En fonctionnement normal la gate doit être portée à un potentiel négatif par rapport à la source. Ceci peut s'effectuer de différentes manières, mais dans le domaine amateur on utilisera le système de polarisation automatique par une résistance dans la source.

Du fait des dimensions extrêmement réduites de la gate (1 micron), celle-ci est très vulnérable et le GaAs FET doit se manipuler avec les mêmes précautions que les MOSFET non protégés d'autrefois (Souvenez-vous des 3N140...). Pour les mêmes raisons les GaAs ne peuvent supporter que des tensions très faibles.

En pratique on ne devra jamais dépasser des tensions d'alimentation de 5 à 6 V.

Mais voyons un peu de quoi sont capables ces fameux GaAs FET.

On trouvera en réalité deux types de gasfet :

– Ceux qui sont prévus pour la réalisation d'amplificateurs à faible bruit (c'est ceux qui nous intéressent).

– Ceux qui sont prévus pour la réalisation d'oscillateurs de puissance.

Pour les gasfets faible bruit on trouve couramment des produits présentant des facteurs de bruit inférieurs à 2 dB à 8 GHz avec un gain associé de 13 à 15 dB ! Ces mêmes produits étant capables d'osciller jusqu'à des fréquences supérieures à 70 GHz (cela représente grossièrement des performances 10 fois supérieures à ce que l'on obtient avec un bon vieux BFR 91 !). Autre avantage des gasfets, une excellente linéarité et une résistance exceptionnelle aux signaux forts... le rêve.

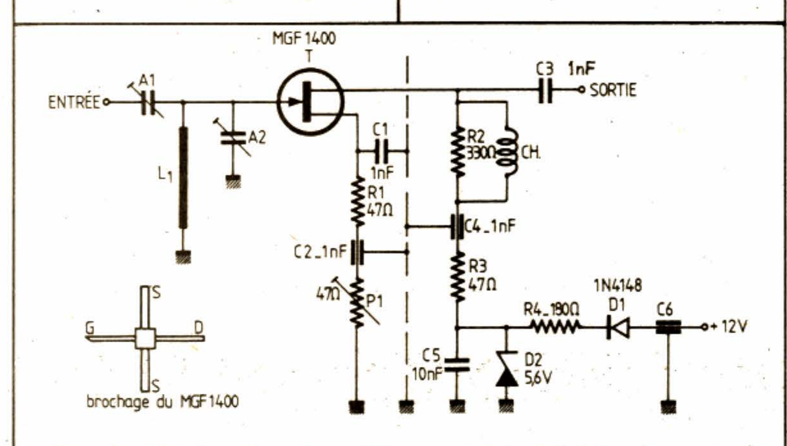


Fig. 1. – Schéma du préamplificateur à très faible bruit.

En ce qui concerne les gasfets de puissance les plus performants à ce jour sont capables de délivrer quelques watts à 10 GHz avec des rendements de 25 à 30 % (Ne jetez pas encore vos diodes gunn, ceux-ci sont encore un peu chers pour nos bourses...).

Il existe de nombreux constructeurs de gasfets, mais en France ils ne sont pas tous disponibles ou alors à des prix... Le choix se limite donc à trois ou quatre fournisseurs.

Nous avons effectivement réalisé quatre prototypes : deux en 70 cm et deux en 23 cm.

En 432 MHz nous avons testé le MGF 1400 de MITSUBISHI et le HFET 1102 de HEWLETT-PACKARD, ce dernier nous ayant semblé légèrement plus performant.

En 1255 MHz nous avons essayé le MGF 1400 et le MGF 1402 tous les deux de MITSUBISHI.

Dans tous les cas, les résultats sont excellents. Nous conseillons cependant l'utilisation du MGF 1400, car s'il n'est pas le plus performant il est de loin le moins cher. De toute façon, arrivé à ce niveau de performances, il n'y a que la mesure qui puisse départager.

Le MGF 1400 est un gasfet faible bruit dont le facteur de bruit est de 3 dB à 10 GHz.

A 1,3 GHz (bande 23 cm) le facteur de bruit est de l'ordre de 0,7 dB pour un gain associé de 15 dB.

A 435 MHz (bande 70 cm) nous estimons que le facteur de bruit est de l'ordre de 0,5 dB avec un gain associé de 18 dB.

Le minimum de bruit est obtenu pour les conditions de polarisation suivantes :

– Tension drain-source : 3 V.

– Courant drain : 15 à 20 mA

ce qui s'obtient pour une tension de polarisation

Gate-source de 1 V environ.

Dernier point, le minimum de bruit est obtenu lorsque l'impédance présentée à la gate par le circuit d'entrée possède une valeur optimale qui, dans le cas des gasfets, est différente de l'impédance donnant le maximum de gain. C'est ce qui explique la forme inhabituelle du circuit d'adaptation d'entrée.

Compte tenu du gain très important, il est très fortement déconseillé d'accorder le circuit de drain sous peine de réalisation d'un magnifique oscillateur.

Note au sujet des composants et de la réalisation

Nous avons vu que les gasfets étaient des composants extrêmement performants. Il est bien évident que ce niveau de performance ne peut être obtenu que si tous les autres composants sont de qualité équivalente.

En particulier tous les composants du circuit d'entrée doivent être excellents :

– Prise BNC ou mieux SMA

– Ligne en cuivre argenté ou doré

– Condensateurs ajustables Johanson, Air Tronic, JFD ou équivalent (Proscrire les condensateurs plastiques)

– Condensateurs chips pour le découplage de la source (par exemple LCC - GNX 607 - ou condensateur trapèze).

Nous recommandons aux OM désireux de réaliser le préamplificateur de se conformer strictement à l'implantation des composants décrite, celle-ci ayant fait ses preuves.

Description du circuit

Le schéma du préamplificateur est donné figure 1. Le schéma est identique pour la version 70 cm et pour la version 23 cm. Seuls, la capacité des condensateurs ajustables d'entrée, la ligne d'accord gate et la self de choc de drain sont modifiés. L'alimentation s'effectue à partir du 12 V à travers une diode de protection contre l'inversion de polarité. La tension est ensuite stabilisée à 5,6 V par une diode Zener. Un condensateur de 10 nF céramique sera soudé très près de la diode Zener. (N'oubliez pas qu'on utilise souvent des diodes Zener comme générateur de bruit). On pourra aussi utiliser un régulateur intégré 5 V à la place de la Zener. Dans ce cas, il faudra prendre un modèle faible courant car les régulateurs faiblement chargés ont souvent une fabuleuse tendance à l'oscillation. La polarisation gate-source s'effectue à l'aide d'une résistance de source. Le courant drain optimal de 20 mA est obtenu pour environ 1 V de polarisation.

La résistance variable dans la source permettra d'ajuster le point de fonctionnement au minimum de bruit (réglage très flou). La sortie est apériodique. Le drain est alimenté à travers une self de choc qui sera impérativement amortie par une résistance (ne pas dépasser 500 Ω). Comme nous l'avons déjà dit, n'essayez surtout pas d'accorder la sortie, on ne gagne rien et le circuit devient instable.

Réalisation

Nous ne décrirons que la version 23 cm qui est la plus critique. La version 70 cm s'en déduit très simplement. La réalisation s'effectue dans un boîtier métallique (TEKO) dont les dimensions et le type sont donnés dans la nomenclature des pièces. On n'utilisera pas la cloison interne, qui sera remplacée par une cloison en époxy simple face dont les dimensions et le plan de perçage sont décrits sur la figure 2. Pour souder parfaitement et proprement des capas chips, il faut d'abord percer la cloison à l'endroit où l'on désire souder

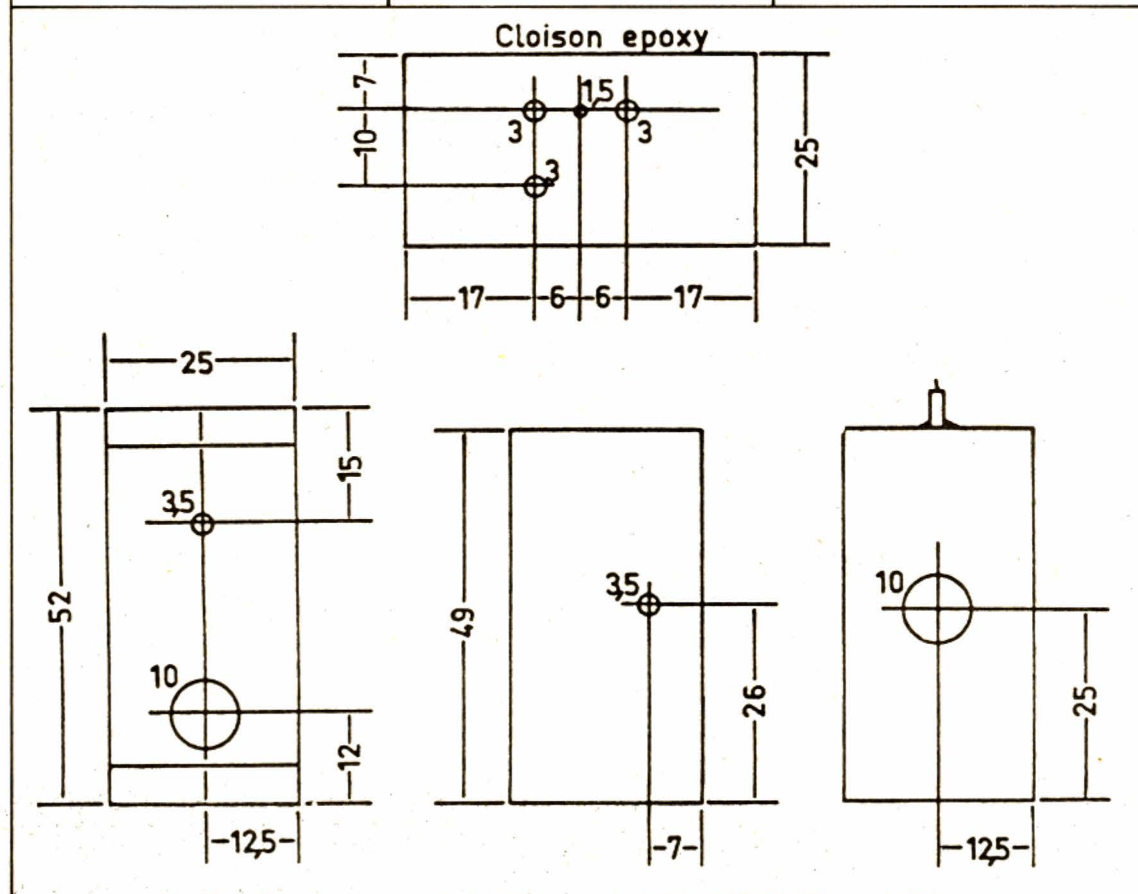


Fig. 2. – Plan de perçage de la cloison et du boîtier (TEKO HF-type 371) version :

la capa. Puis l'on étame légèrement le bord du trou ainsi qu'une des faces de ladite capa. Le trou percé sert à introduire le fer à souder de l'autre côté. Pour réaliser la soudure, la capacité est tenue correctement centrée à l'aide d'une pince crocodile. Attention ! la céramique des capas chips est très fragile ; il faut donc la serrer très modérément et ne pas non plus appuyer fortement la panne du fer lors de la soudure. La photo de la figure 3 montre la cloison terminée. Le câblage de l'alimentation est

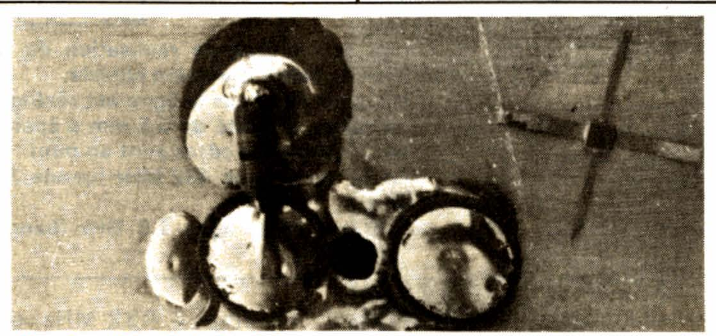


Fig. 3. – Détail de la cloison terminée.

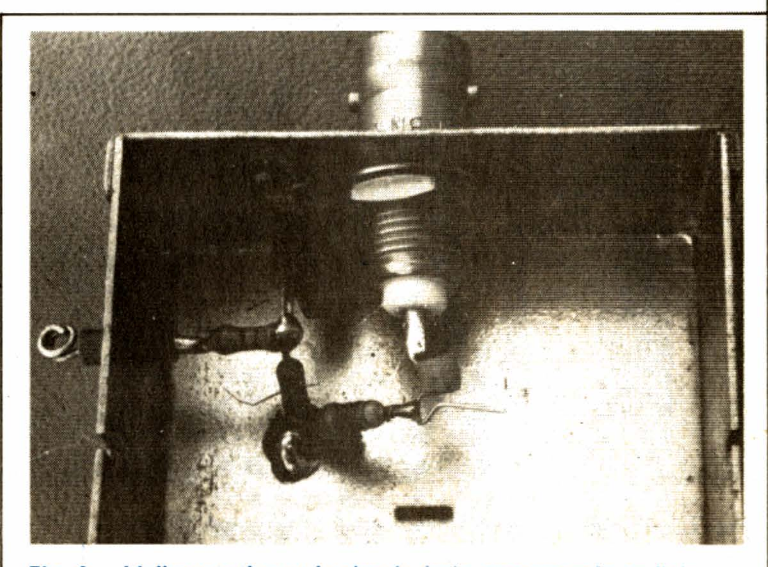


Fig. 4. – L'alimentation et le circuit drain sont montés en l'air.

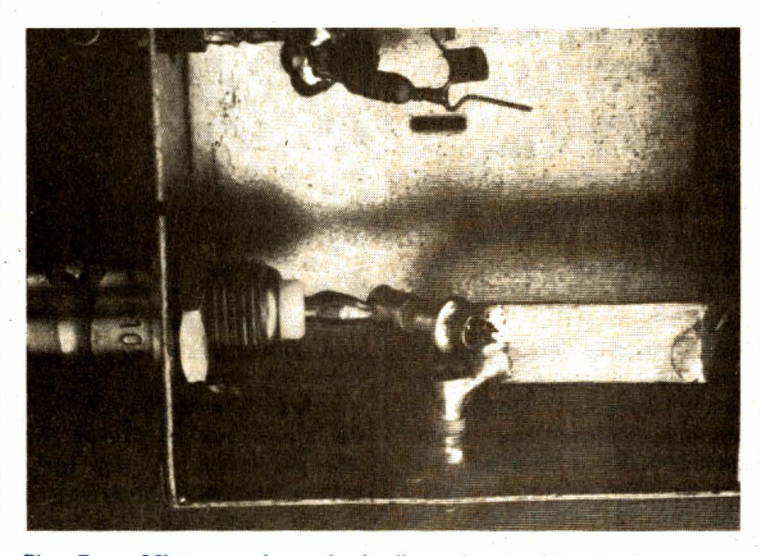


Fig. 5. – Mise en place de la ligne L_1 et des condensateurs ajustables A_1 et A_2.

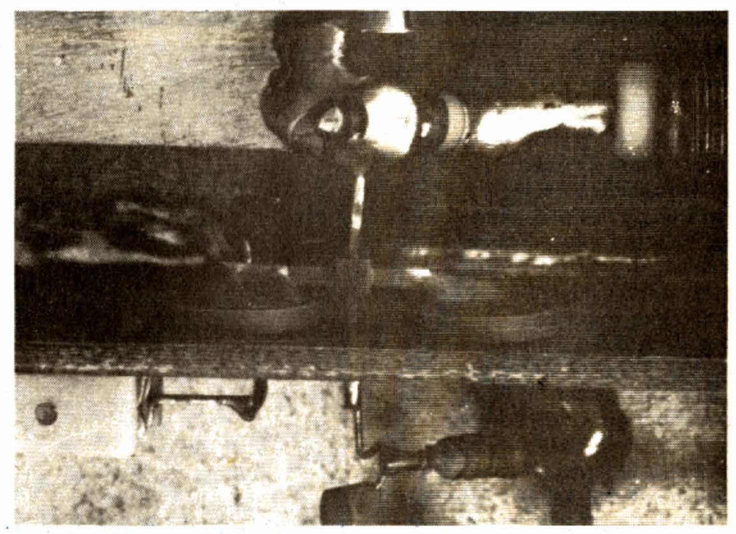


Fig. 6. – Mise en place du transistor.

NOMENCLATURE DES ELEMENTS

REPERE	DESIGNATION	REMARQUES
T	MGF 1400 MITSUBISHI	MB ELECTRONIQUE BP 31 78530 BUC
C_1	2 × condensateurs « chip » 1 nF (voir texte)	
C_2, C_6	condensateur by pass 1 nF	
C_3, C_4	condensateur céramique 1 nF	
C_5	condensateur céramique 10 nF	
P_1	potentiomètre 47 Ω	
R_1, R_3	résistance 1/4 W - 47 Ω	
R_2	résistance 1/4 W - 330 Ω	
R_4	résistance 1/4 W - 180 Ω	
D_1	diode 1N4148	
D_2	diode Zener BZX55C5V6	
CH	8 spires de fil Ø 0,35 mm pour 70 cm sur le corps de R_2	
	5 spires de fil 0,35 mm sur le corps de R_2	Pour 23 cm
A_1, A_2	condensateurs ajustables (voir texte) piston 6 pF pour 70 cm 3 pF pour 23 cm	
L_1	ligne en cuivre argenté	(voir fig. 8)
	boîtier TEKO HF type 371 pour 23 cm 53 × 50 × 26 mm	

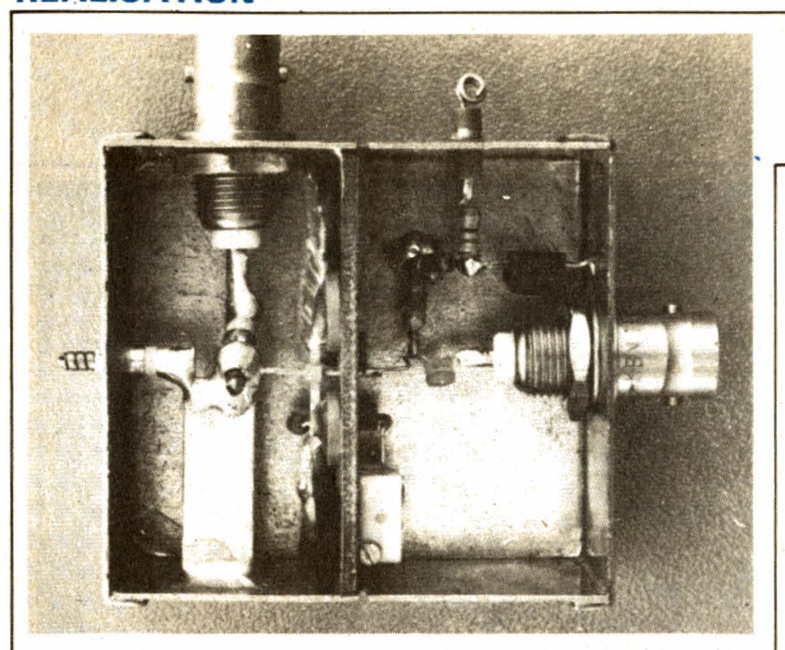


Fig. 7. – Vue du préamplificateur terminé (version 23 cm).

70

10

0,5

6

L1

7

23

Fig. 8. – Détail de réalisation de la ligne L_1 selon la version choisie. Dans les deux cas la ligne est réalisée en cuivre argenté de 0,5 mm d'épaisseur (toutes les côtes sont en mm). Détail de la ligne 432 MHz (bande 70 cm).

Détail de la ligne 1,2 GHz (bande 23 cm).

réalisé « en l'air » avec des connexions très courtes (voir photo figure 4). Le condensateur de 10 nF est soudé le plus près possible de la diode Zener. Une fois la ligne et les condensateurs ajustables mis en place (photo n° 5) on pourra souder la cloison au milieu du boîtier. En tout dernier, le transistor sera mis en place (photo n° 6).

Attention ! débrancher la prise du fer à souder lors de cette opération, c'est plus prudent. Utiliser une panne parfaitement propre et très chaude (fer à souder d'au moins 40 W) pour que les soudures soient réalisées dans un minimum de temps.

Mise au point

Si toutes les conditions énumérées ci-dessus sont respectées l'ampli fonctionne dès la mise sous tension.

On passera en premier lieu au réglage de P_1 pour obtenir une tension de 3 V entre drain et source. A ce moment-là, le courant de drain se situe aux alentours de 20 mA, les conditions optimales sont alors obtenues. Il ne reste plus qu'à régler A_1 et A_2 pour obtenir le meilleur rapport signal/bruit.

Si les réglages sont effectués sur un générateur, il sera nécessaire de les reprendre lors du passage sur antenne.

F6 CSX et F1CWD

Bibliographie

1. Five basic bias designs for GaAs FET amplifiers. MICROWAVES - FEVRIER 78

2. GaAs field effect transistors. MICROWAVE JOURNAL NOVEMBRE 78

3. Préamplis 432 MHz et 1296 MHz - RADIO REF NOVEMBRE 78

4. Improved GaAs Fet preamp for 144-432 MHz - HAM RADIO NOVEMBRE 79

5. A gasfet preamplifier for 432 MHz with 0,5 dB noise figure - RADIO COMMUNICATION - DECEMBRE 80

6. A 66 Hz amplifier using the HFET 1101 Ga As FET - HEWLETT-PACKARD application note AN 970

7. Experimental results of Ga As FET in 70 cm band - Note d'application - NEC.

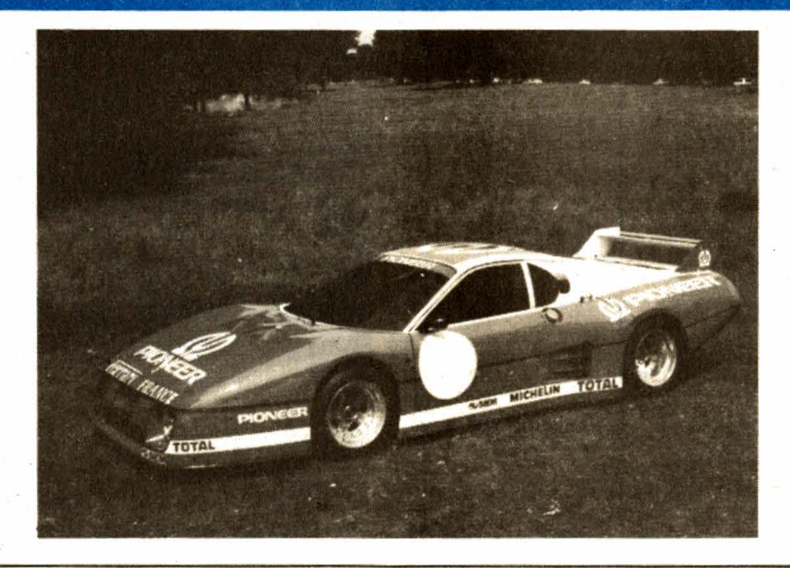
Bloc-notes

Pioneer/Ferrari au 24 Heures du Mans sur Ferrari

Après les grands rallies, Pioneer était présent aux 50e 24 Heures du Mans.

Pour participer à cette grande épreuve mondiale, Pioneer a naturellement choisi Ferrari, la marque prestigieuse qui a fixé de son empreinte toute l'histoire du circuit sarthois :

– Le record de fidélité à l'épreuve revient à Ferrari qui, débutant en 1949 par une victoire (Chinetti - Lord Selsdon sur 166 MM 2 litres), fut, soit officiellement soit par des clients interposés, représenté dans toutes les éditions sauf celle de 1976.



Les 24 Heures 1982 étaient les 33e de Ferrari.

Pioneer, voulant élargir le champ de recherche de son matériel auto-radio, poursuit l'effort soutenu en rallye avec les Ferrari 308 GTB sur un nouveau laboratoire roulant, la BB512. Des prototypes (auto-radio, booster, equalizer, etc.) furent expérimentés durant les essais et la course et soumis aux sollicitations intenses de la compétition (vibration, bruit, chaleur).

La Ferrari BB512 LM Pioneer avec sa robe bleue a donc été un outil de recherche irremplaçable pour les techniciens Pioneer. Elle était pilotée par Jean-Claude Andruet et Claude Ballot-Lena.

REALISEZ

UN EMETTEUR DE RADIO COMMANDE



L'EMETTEUR que nous proposons ici est destiné, dans cette version, au pilotage de voitures, de motos, de bateaux. Nous avons voulu sortir ici du classique émetteur à manches à une ou deux directions pour vous proposer une réalisation que vous ne trouverez pas dans le commerce. Nous avons donné à cet émetteur la forme d'une poignée dans laquelle se trouvent les batteries. L'électronique est contenue dans un petit boîtier métallique. Le volant de direction utilise un transducteur à effet Hall décrit dans un précédent numéro. Cette commande à effet Hall, nous l'avons également adoptée pour la commande de vitesse, une commande qui utilise, à l'instar des voitures grandeur, une pédale de freinage ou d'accélération. La pédale, dite de freinage, pourra d'ailleurs, dans le cas d'une commande pour bateau, agir sur la marche arrière. La troisième voie que nous proposons n'a pas été installée sur cet émetteur, elle sera adaptée aux besoins de l'utilisateur. Le codeur utilisé est un 7 voies, on pourra d'ailleurs l'employer pour réaliser d'autres émetteurs, plus traditionnels.

Nous avons également installé à bord de cet émetteur un indicateur d'alimentation, il surveille en permanence l'état de charge de la batterie, vous signale par un « bip » sonore ou par l'éclat d'une diode LED que l'émetteur est en service et en cas de baisse de tension, il vous donnera l'alerte sans que vous ayez à quitter des yeux votre modèle réduit. Bien entendu, cet indicateur peut être utilisé sur d'autres émetteurs...

Le synoptique

La figure 1 donne le schéma synoptique de l'émetteur. En gros, il se compose de trois parties. Le codeur donne une série d'impulsions dont l'espacement est fonction de l'amplitude de la tension de commande ou, si vous préférez, de la position du manche. La largeur de l'impulsion est donnée par la valeur d'une tension. Ce mode de commande permet, par l'emploi de générateurs de tension non linéaires, de disposer de double course, de commandes exponentielles ou autres.

Le codeur est suivi d'une cellule de filtrage qui sert à limiter le spectre transmis par l'émetteur afin d'éviter de trop empiéter sur les canaux adjacents. La sortie du filtre est dirigée sur une paire de diodes à capacité variable qui constituent l'élément variable d'un oscillateur piloté par quartz. L'oscillateur et le codeur sont alimentés par un régulateur de tension. Derrière l'oscillateur, nous avons un doubleur de fréquence imposé par le mode de travail du quartz du pilote, quartz devant travailler en mode fondamental. Derrière le doubleur de fréquence, nous avons un étage de puissance qui va attaquer l'antenne.

Sur l'alimentation, nous avons branché un avertisseur acoustique associé à une diode électroluminescente qui s'allumera au rythme de la modulation audio. L'avertisseur acoustique est constitué d'un résonateur piézo-céramique, transducteur que l'on trouve dans des montres, des jouets électroniques et autres produits. L'inductance que nous avons représentée ici

sert à augmenter l'amplitude du signal d'attaque de la cellule piézo-électrique.

Le codeur

Le codeur utilisé ici est un NE 5044 de Signetics. Il possède 7 entrées dont certaines peuvent être mises à la masse pour réduire le nombre de voies.

Le circuit utilise un système de génération d'impulsions à largeur variable, faisant appel à un circuit de temporisation associé à un multiplexeur. Le multiplexeur permet d'aiguiller la sortie du potentiomètre concerné vers le temporisateur. La sortie du temporisateur commande un multivibrateur monostable permettant de délivrer le train d'impulsions modulées en position.

La figure 2 donne un schéma d'application pour la génération de 7 informations. Ce schéma permet d'ajuster la périodicité d'émission du train d'impulsions, la largeur moyenne de l'impulsion, d'ordre (neutre), la largeur de l'impulsion de sortie, la plage de réglage de l'impulsion d'ordre en fonction de la tension d'entrée. Ces réglages sont communs à toutes les impulsions, pour ajuster chaque tension d'entrée, on jouera sur la position relative d'un manche et d'un potentiomètre.

La constante de temps de trame est donnée par la formule Tt = 0,66 T_t C_t (R_t et C_t à la borne 9).

La largeur de l'impulsion de sortie est donnée par la formule T_s = R_s C_s (R_s et C_s à la borne 10).

La tension d'entrée correspondant au neutre est de 2,5 V, pour obtenir une variation de largeur d'une demi milliseconde, la variation de tension d'entrée sera de 0,4 à 0,6 V, suivant la tension présente sur l'entrée 12. Plus la tension est basse, plus la sensibilité est grande. Cette tension sera choisie approximativement entre 0,15 et 0,25 fois la tension de référence. Les valeurs données sur le schéma permettent d'obtenir une configuration classique.

La figure 3 donne des propositions pour l'entrée des informations venant des potentiomètres.

Ces potentiomètres ne seront pas utilisés sur les 300° de leur course ce qui élimine la nécessité de disposer de butées.

La figure 4 donne le schéma complet de l'émetteur. on y retrouvera une configuration du codeur avec un seul potentiomètre à curseur celui du neutre, un neutre que nous choisirons pour une tension d'entrée de 2,5 V, cette tension étant en fait la moitié de la tension délivrée par le régulateur interne.

Pour l'entrée 1, nous avons fait figurer un pont diviseur. Ce pont est destiné à adapter, à l'entrée du codeur, un potentiomètre magnétique dont l'aimant est puissant et permet d'avoir, en sortie du circuit Hall, une tension variant de plus de 0,5 V de part et d'autre de la tension moyenne.

La résistance RA est choisie en fonction de la variation de tension de sortie tandis que le pont permet de conserver la variation autour de 2,5 V, ce pont n'introduit pas de décalage de tension lorsque la sortie du potentiomètre au neutre est de 2,5 V.

Pour l'entrée 2, nous avons une introduction directe des données.

Les condensateurs C_1 à C_3 permettent un fonctionnement en présence de radiofréquence, les rayonnements RF, introduits à l'entrée du circuit, peuvent en effet perturber le fonctionnement et provoquer des variations du train d'impulsions en fonction de la position de la main sur le boîtier. Cette position modifiant, ce qui est normal, l'adaptation d'impédance de l'antenne... Ce n'est pas simple !

Les entrées 4 à 7 sont à la masse.

La largeur de l'impulsion au neutre est réglée par P_1.

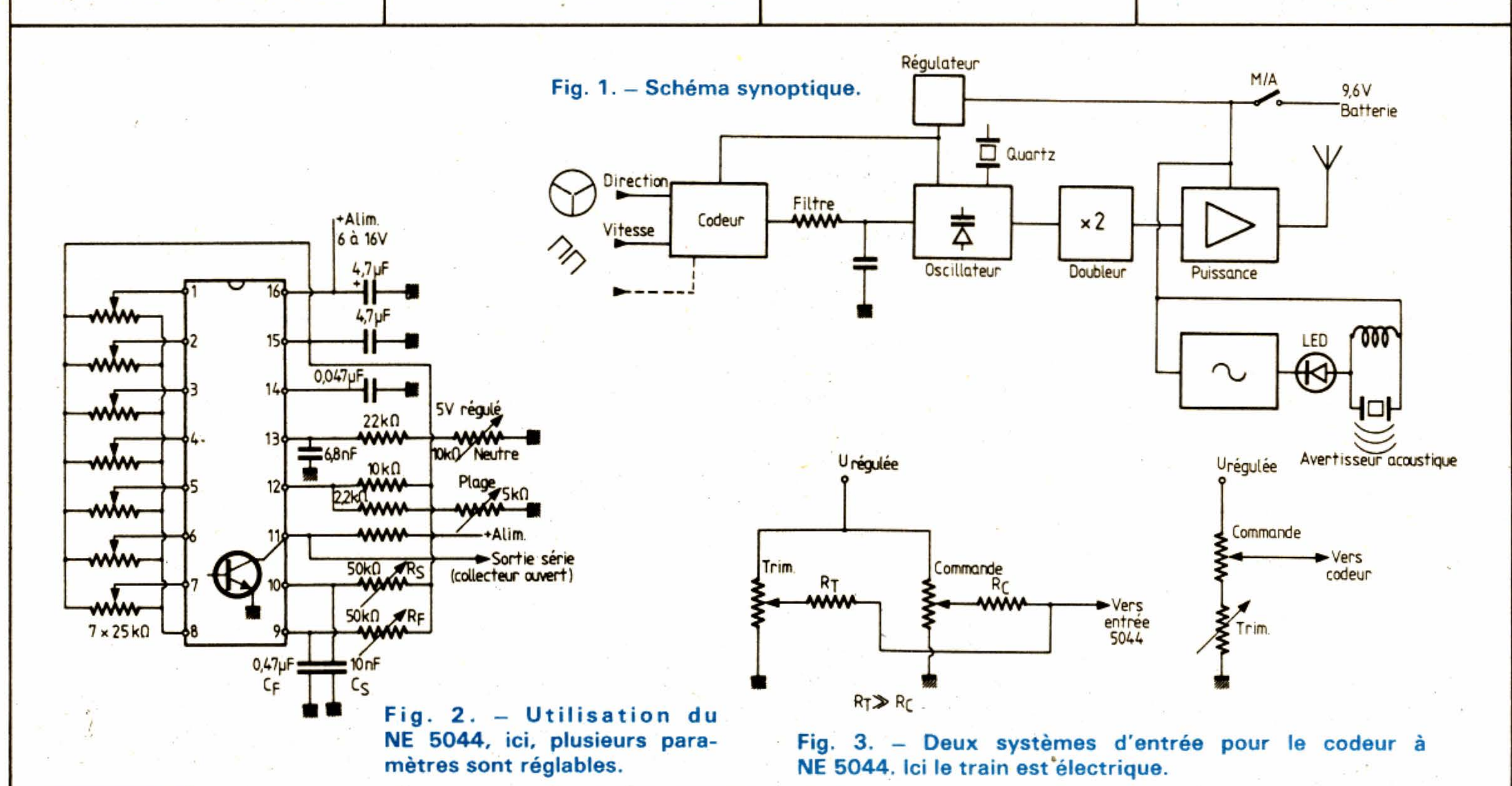


Fig. 1. – Schéma synoptique.

Fig. 2. – Utilisation du NE 5044, ici, plusieurs paramètres sont réglables.

Fig. 3. – Deux systèmes d'entrée pour le codeur à NE 5044. Ici le train est électrique.

La modulation de fréquence

L'oscillateur pilote est constitué par un oscillateur apériodique, ce qui permet presque d'utiliser ce pilote quelle que soit la fréquence d'émission (pas de bobinage en dehors de celui du quartz). On reconnaîtra ici un étage à émetteur suiveur ou, si vous préférez, à émetteur commun. La tension d'émetteur est réinjectée sur la base.

La section de modulation en fréquence est constituée d'un quartz monté en série avec un circuit constitué d'une inductance de 2,2 μH et de deux diodes à capacité variable. La variation de capacité, produite par la variation de tension, permet de moduler la fréquence de l'oscillateur à quartz dans de faibles proportions, la variation de fréquence permise ici est de l'ordre de 6 à 8 kHz.

L'étage pilote et le potentiomètre de réglage de la fréquence sont alimentés par un régulateur de tension qui délivre également la tension destinée à alimenter les potentiomètres à effet Hall. Une compensation de température de la jonction base/émetteur de T_2 est assurée par la diode polarisée en direct, D_3.

La sortie du codeur est en collecteur ouvert, elle est en permanence au zéro, sauf pendant l'envoi des impulsions. Nous avons ici deux réglages possibles, tout d'abord celui de la fréquence maximale, celle qui existera pendant l'impulsion, et celui de la fréquence minimale, celle correspondant à la quasi totalité de l'émission.

Les fréquences pourront être ajustées séparément ; pour la fréquence maximale, on débranche le codeur, pour la minimale, on met la borne 11 du circuit intégré de codage à la masse. Pratiquement, on devra régler la fréquence maximale légèrement plus haut que la déviation souhaitée, en effet, le filtre R 9-C 10, qui atténue les harmoniques du signal carré, réduit légèrement l'amplitude maximale de la tension envoyée sur les diodes. Les deux potentiomètres ont une interaction qui demande une retouche une fois les réglages effectués.

Le transistor T_1 sert ici à assurer la compensation thermique du coefficient de température des diodes à capacité variable.

L'ampli RF

L'étage pilote oscille sur la moitié de la fréquence d'émission, par exemple pour 41,140 MHz, le quart est taillé sur 20,570 MHz.

La tension RF du pilote est transmise par un condensateur vers un étage doubleur de fréquence, cet étage fonctionne en amplificateur non linéaire ce qui génère des harmoniques. Ces harmoniques sont filtrées et transmises par un circuit couplé à la base du transistor de puissance.

Ce dernier est un BFX 55 de Siemens, un transistor prévu pour l'amplification RF. Ce transistor peut être remplacé par un transistor pour étage de sortie CB, que l'on trouve d'ailleurs sur des émetteurs de radiocommande du commerce.

Le gain du BFX 55 est meilleur que celui des transistors du genre 2N 1711.

Une self de choc laisse passer le courant continu d'alimentation du transistor et bloque le passage de l'alternatif qui va, par C_{20} vers un circuit sélectif adaptateur d'impédance. Les prises du bobinage permettent une adaptation à l'antenne. L'inductance de 1 μservira à accorder l'antenne pour la rendre résistive vis-à-vis de l'étage de sortie. Ainsi, en enlevant l'antenne, le circuit accordé restera accordé et la consommation de l'étage de

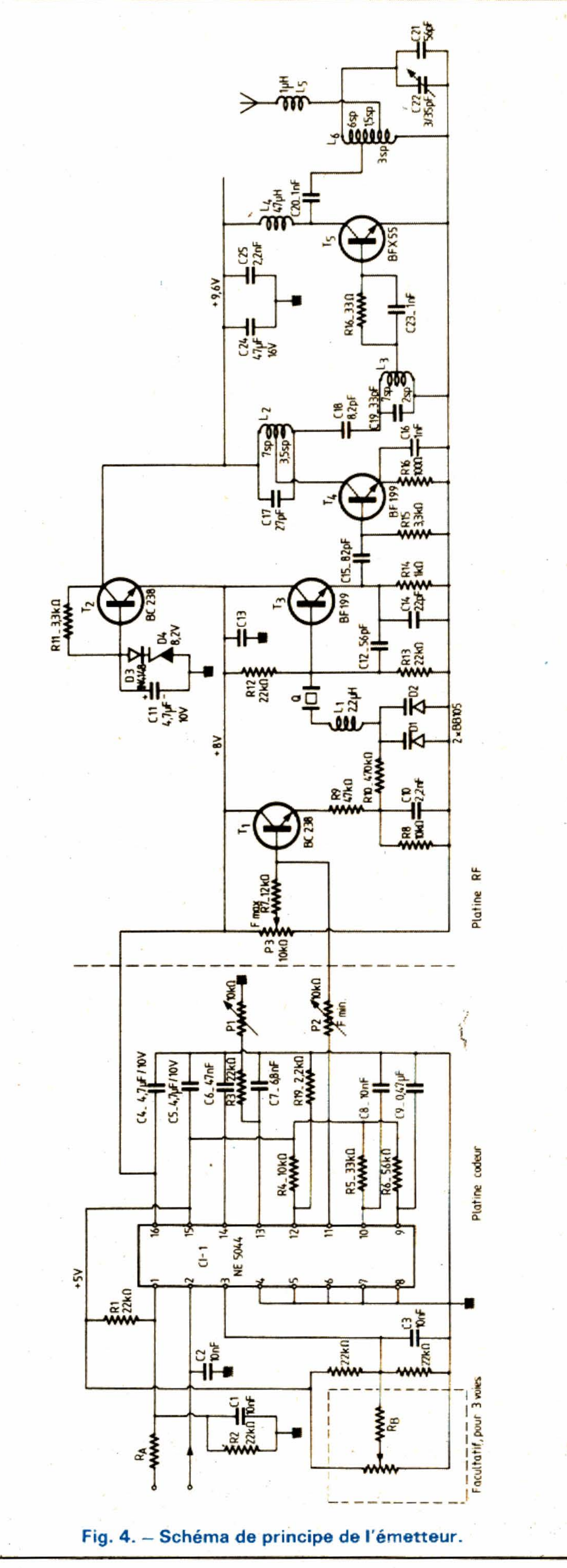


Fig. 4. – Schéma de principe de l'émetteur.

sortie sera réduite, le transistor de sortie ne risquera pas grand-chose, nous avons fait fonctionner l'émetteur sans antenne, sans constater de détérioration. L'accord du circuit est confié à un condensateur fixe, placé en parallèle sur un ajustable.

L'impédance de l'antenne (brin vertical de 75 centimètres de long), mesurée avec sa self et le boîtier est de 27 Ω.

Ces mesures ont été effectuées avec un équipement simple constitué d'un grid-dipmètre et d'un pont d'impédance d'antenne « bricolé »... et les essais ont montré un fonctionnement identique sur charge résistive de 27 Ω et sur antenne.

L'avertisseur sonore et visuel

Cet avertisseur est facultatif. Son schéma de principe est donné figure 4.

Le circuit intégré CI_{10} est monté en oscillateur audio. La fréquence de travail est voisine de 4 kHz. Cette fréquence peut être modifiée en fonction du résonateur céramique, en jouant sur C 30. Le circuit intégré TAA 861 se caractérise par une sortie en collecteur ouvert ce qui permet de le charger par un circuit avec inductance. Cette charge permet de disposer d'une tension d'attaque du résonateur de 18 V crête à crête. La diode LED s'allume au rythme de la modulation. Si vous ne trouvez pas de résonateur, vous pouvez utiliser uniquement la partie LED du circuit, en mettant tout de même, en série avec la LED, une résistance de 470 Ω.

Cet oscillateur est alimenté par un TDB ou NE 555 qui délivre des impulsions brèves au rythme d'une toutes les 3 secondes. La cadence est déterminée par R_{28} et C_{31}. Pour détecter la décharge de la batterie, on utilise le transistor T_{10} dont le courant de base est coupé lorsque la diode zener ne conduit plus. Avec une tension d'alimentation suffisante, T_{10} est saturé et la diode D_{10} bloquée. Lorsque T_{10} se bloque, R_{27} se met en parallèle sur R_{28} ce qui modifie la cadence et le rapport cyclique de l'oscillation du 555. La cadence s'accélère et le son devient plus agressif. Il est temps de recharger la batterie... La position du curseur sera ajustée pour une tension de 1,1 V par élément.

La réalisation

L'ensemble est construit sur plusieurs circuits imprimés répartis dans un coffret Teko 3B. La figure 6 donne l'implantation du circuit du pilote et de la puissance, les figures 7 et 8 deux versions du circuit imprimé, nous préférons ici la méthode par gravure anglaise qui permet une réalisation par gravure mécanique.

Les inductances L_1, L_4 et L_5 sont des composants que l'on pourra trouver terminés. L_2, L_3 et L_6 seront à confectionner. Pour L_2 et L_3, on bobine à spires jointives, à partir de 3 mm de la base le nombre de spires indiqué sur le schéma, on prendra ici du fil de 4 à 5/10e de mm de diamètre. La prise intermédiaire est faite en torsadant le fil au cours de la réalisation. Le fil pourra être collé avec une colle cyano-acrylate, de même que le support sur le circuit imprimé. Une autre colle est intéressante ici, il s'agit de la colle Multibond de Loctite, c'est une colle à deux composants, on passe un liquide activateur sur une partie et on dépose l'adhésif sur l'autre, on rapproche et en une minute, cela commence à durcir. Détail intéressant, inutile de dégraisser les surfaces à coller.

La bobine L_6 est en fil de cuivre émaillé de 10/10e. Le bobinage se fait à spires jointives, on prendra les prises intermédiaires en décapant la spire concernée et en soudant, soit une prise, soit l'inductance L_5. On fera ici attention à ne pas provoquer de court-circuit.

Le circuit imprimé pourra être étamé à chaud, cet étamage est très facile si on utilise une crème à souder (Multicore, chez Comindus). On met un peu de crème et on passe le fer. N'oubliez pas de nettoyer le circuit auparavant à l'aide d'un abrasif. Ce type de circuit se soude remarquablement bien et a l'avantage de ne pas s'oxyder.

Le codeur a son implantation représentée figure 9, les circuits imprimés figures 10 et 11.

Ce circuit ne présente pas de difficulté, on laissera le maximum de cuivre, ce qui permettra de souder les écrous de fixation du circuit. Ce circuit sera raccordé par des connecteurs Lumberg ou des broches genre wrapping, aux potentiomètres et au circuit RF.

Le circuit de l'avertisseur sonore est présenté figure 12, le circuit imprimé figures 13 et 14. Là encore, il n'y a pas de difficulté, la bobine est une inductance de choc du commerce. La diode LED et le résonateur seront montés en façade, la diode collée et le résonateur fixé par de l'adhésif double face.

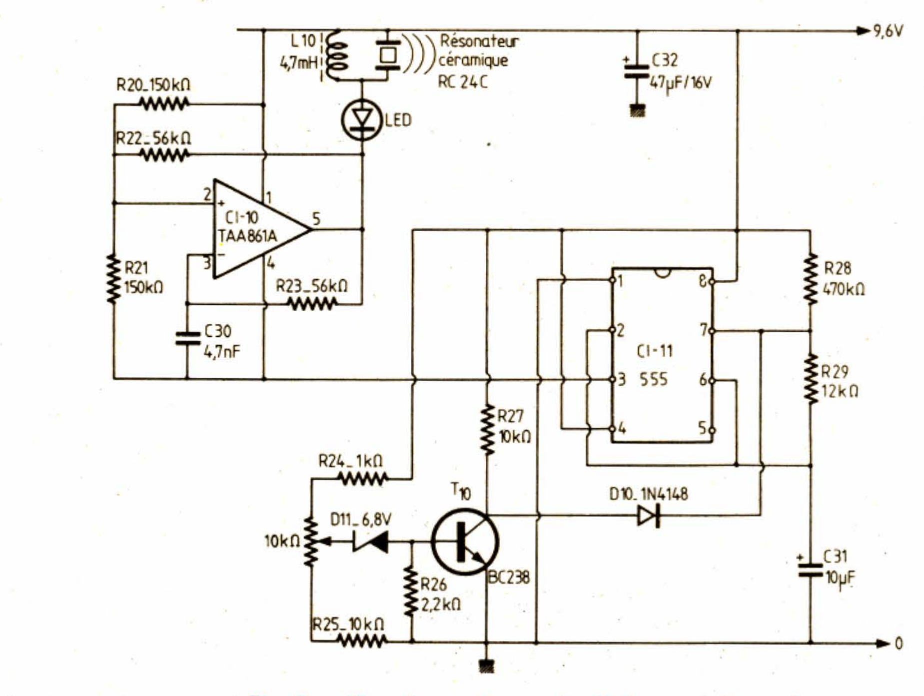


Fig. 5. – Circuit avertisseur de décharge de batterie.

Le boîtier

Le boîtier se compose de deux parties, la poignée et le coffret proprement dit.

La poignée est réalisée dans une plaque de polystyrène de 10/10e plaque que l'on pourra trouver chez des fournisseurs d'articles de dessin et de maquettes. On commence par réaliser un tube de section carrée, le pliage se fait en chauffant la future arête. Ce chauffage peut se faire à l'aide d'un petit chalumeau, deux plaques métalliques posées de part et d'autre du tracé permettant de laisser passer la chaleur uniquement sur la partie à plier. On peut également utiliser un fil chauffé, attention, il faut ici une basse tension et un fort courant. Ce n'est pas très facile, on y arrive au bout de quelques essais. Le tube sera fermé par une barrette collée à l'aide d'une colle spéciale pour polystyrène. Ce tube doit pouvoir contenir huit éléments cylindriques de 450 mAh, disposés en batterie. Cette batterie doit rentrer sans qu'il soit nécessaire de forcer.

La poignée est fixée au boîtier sur le côté, là où le boîtier est plié. Pour la fixation, on devra plier l'un des bords, comme le montre la section BB de la figure 15, pour ce faire, on usine à la meule à tronçonner (accessoire de mini perceuse) une rainure longitudinale, cette rainure facilitera le pliage. On peut également faire sauter ce bord et coller la poignée en utilisant une bande métallique collée à la résine époxy.

Deux pattes d'aluminium assureront la fixation le long du petit côté inférieur. Ici, on fera attention à biseauter la partie de la patte qui ira à l'intérieur de la poignée, en effet, la batterie ne doit pas butter contre cette patte (patte à la masse d'où risque de court-circuit) lors du montage.

La figure 16 donne la configuration de la batterie, on usinera deux plaques d'époxy pour constituer les contacts. Attention à ne pas faire de court-circuit. On part d'un pôle positif, au travers des batteries, pour arriver au négatif. La pièce inférieure comporte un fusible qui sera réalisé en prenant un brin de cuivre d'un fil divisé, relativement fin. Ce fusible est là uniquement en cas de court-circuit externe. Sa situation à la partie inférieure permet son changement sans démontage de la batterie.
Des plots de soudure permettront de faire le contact. Ce dernier sera assuré par pres-

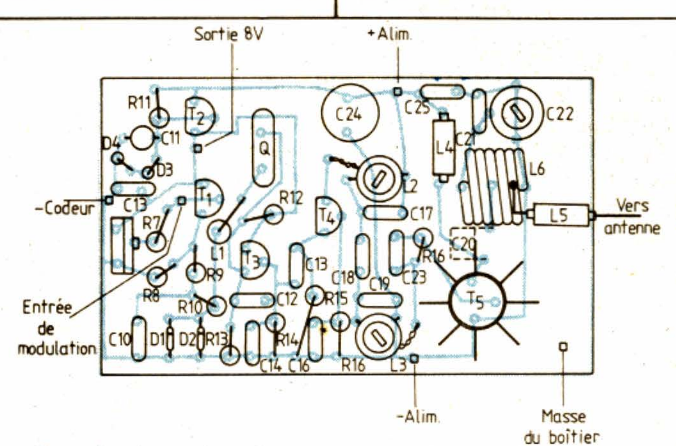


Fig. 6. – Implantation des composants de l'émetteur.

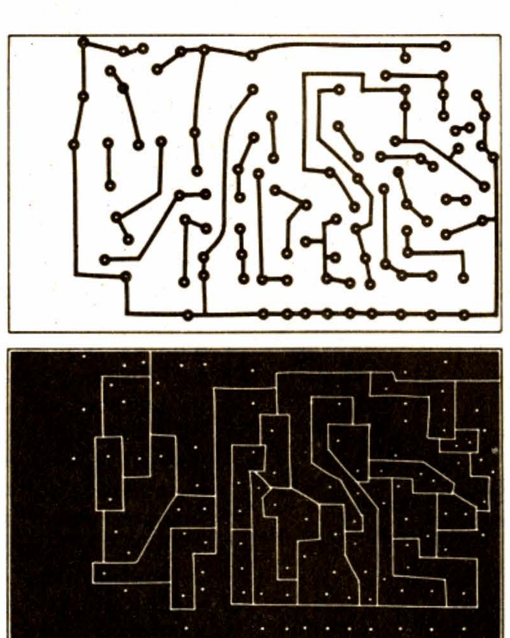


Fig. 7. et 8. – Circuit imprimé (échelle 1).

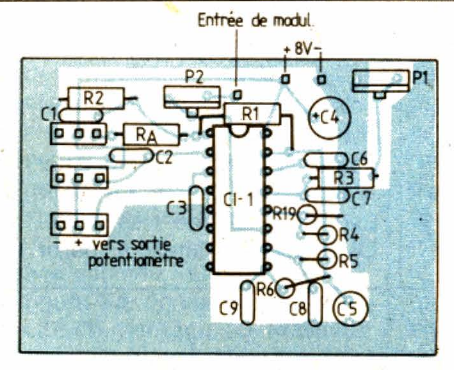


Fig. 9. – Implantation du codeur.

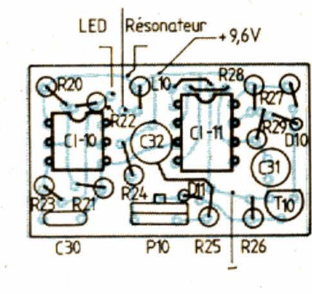
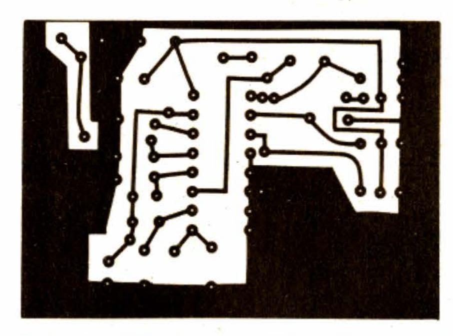


Fig. 12. – Implantation des composants de l'avertisseur.



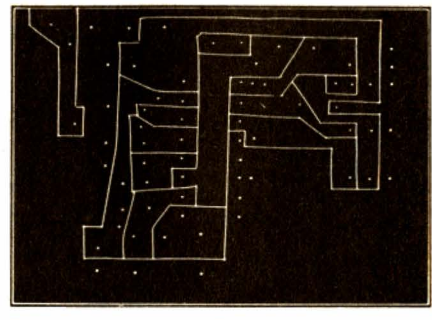
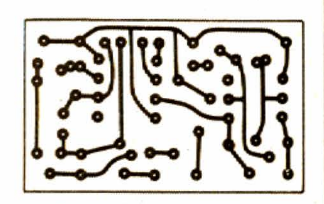


Fig. 10. et 11. – Circuit imprimé du codeur.



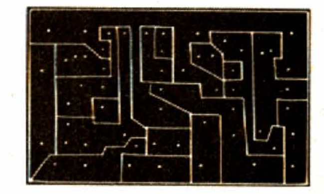


Fig. 13. et 14. – Circuit imprimé de l'avertisseur sonore et lumineux.

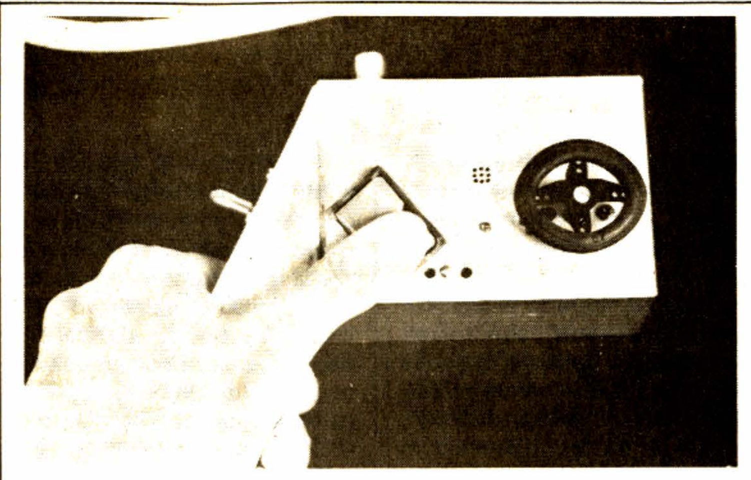


Photo 1. – La commande d'accélération et de freinage vient sous le pouce.

sion. Les deux plaques sont maintenues par une tige filetée de 4 mm placée dans une gaine de papier enroulé pour faire un tube isolant.

La plaque inférieure est taraudée à 4 de diamètre, un écrou est placé à la partie supérieure. Le bloc de batteries est entouré d'une bande adhésive. On pourra augmenter l'épaisseur de ce bloc pour qu'il s'introduise avec un frottement suffisant pour lui permettre de tenir en place tout seul.

L'usinage de la façade se fera conformément au dessin figure 17. Cet usinage peut se faire avant ou après le montage de la poignée. L'emplacement du volant de direction a été laissé libre pour permettre à chacun d'adapter le potentiomètre de son choix.

Le potentiomètre d'accélération/freinage, décrit ci-après, s'installe dans deux fentes. Ces fentes ne sont pas d'un usinage très facile. Elles seront faites à partir d'une succession de trous. La portée des pédales se fait aux deux extrémités, le centre pourra être limé de façon à élargir la fente et localiser deux points de portée afin d'améliorer le guidage des pédales et pour éviter une erreur au retour au neutre.

Les trous de réglage de l'accélérateur seront faits une fois le circuit imprimé terminé, de façon à ce que les trous de réglage soient correctement centrés.

Si vous vous trompez dans le perçage et si vous avez l'intention de peindre votre émetteur, vous placerez un morceau de ruban adhésif sur la façade, vous remplirez alors, par l'intérieur, le trou de colle époxy, une fois la prise effectuée, vous pourrez enlever l'adhésif... le ponçage est à peine nécessaire.

Le trou de fixation de l'antenne dépendra du connecteur que vous aurez choisi ; douille ou autre. Un connecteur particulièrement agréable à utiliser est le TNC, c'est en fait un BNC à vis. Il est petit et le vissage assure une parfaite tenue mécanique.

L'accélérateur

Nous avons, pour cet émetteur, repris le système du potentiomètre à effet Hall. Si vous connaissez les émetteurs du commerce, vous savez comment sont constitués les manches. La commande se fait de part et d'autre d'une position neutre centrale ou non.

Ici, nous avons préféré utiliser deux pédales, comme sur une voiture, ce qui ne signifie d'ailleurs pas qu'il y aura deux servos à la réception.

Chaque pédale commande un déplacement. La pédale de droite, celle de l'accélérateur, commande le déplacement d'un aimant, celle de gauche, celui d'un détecteur linéaire à effet Hall. Lorsque les deux pédales sont au repos, le centre de l'aimant est en face de la pastille sensible du circuit intégré.

En déplaçant la pédale d'accélération, on fera venir le pôle sud de l'aimant devant le capteur. Par contre, en déplaçant la pédale de frein, c'est le capteur qui se déplacera et viendra devant le pôle nord de l'aimant. Pour inverser le sens de rotation du servo, on inversera tout simplement l'aimant. Quelle simplicité ! On peut également disposer d'une course différente du servo pour un même déplacement de la pédale. En effet, si on ne place pas l'aimant parallèlement à la surface du détecteur à effet hall (fig. 18 b), on éloignera l'aimant du détecteur en agissant sur la pédale de freinage, pour l'accélération, ce sera le contraire. Cette disposition peut être intéressante pour une voiture thermique.

La réalisation de ces péda-

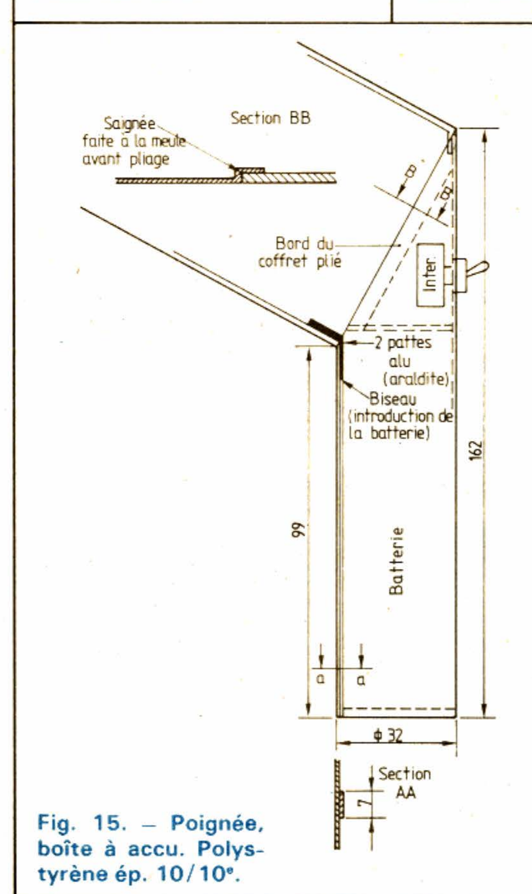


Fig. 15. – Poignée, boîte à accu. Polystyrène ép. 10/10°.

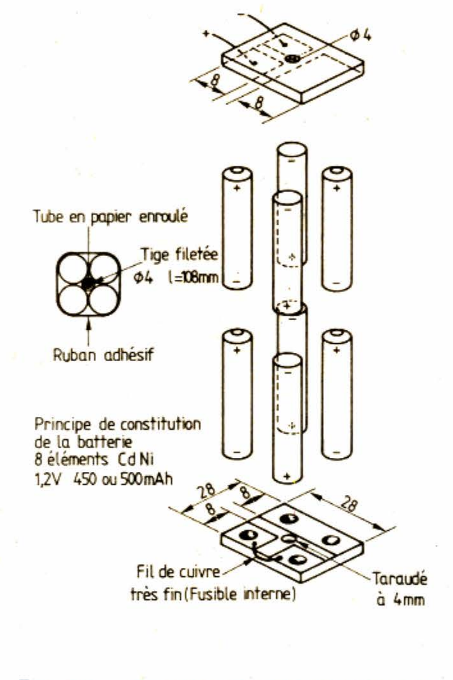


Fig. 16. – Principe de constitution de la batterie 8 éléments CdNi 1,2 V, 450 ou 500 mA.

les est assez simple, la figure 19 donne le plan de la pédale, le métal sera plié à l'aide d'un étau, le long de la ligne de pliage, pour ce pliage, c'est la partie la plus étroite qui sera serrée dans l'étau. On fera deux pédales identiques, l'angle de pliage pourra être corrigé à la mise en place.

On fera également deux bras de commande, l'un pour le détecteur à effet hall, l'autre pour l'aimant. Le détecteur sera collé sur le bras.

L'aimant sera fixé dans un morceau de tube de laiton, par un lien de cuivre soudé au tube. Un trait de scie permet d'incliner l'aimant de façon à ce qu'il reste en face du détecteur lors de la commande de ce dernier. Notre aimant provient d'une cellule à aimant induit ADC, c'est un cylindre de 5 mm de diamètre et de 8 mm de long.

La figure 22 donne le système d'assemblage de la pédale et le ressort qui assure à la fois le rattrapage du jeu et le rappel. Ce ressort est en corde à piano de 5/10e de diamètre. Il est monté en arc-boutant. En pointillé, nous avons représenté sa forme au repos. Une fois en place, il s'arc-boute entre le trou de la pédale (où il est retenu par sa forme) et un trou borgne de 8/10e pratiqué dans l'angle du boîtier, à l'intérieur du coffret (attention à ne pas déboucher !).

Si vous n'y arrivez pas du premier coup, recommencez. Ce n'est pas très difficile, mais attention à ne pas vous faire sauter le ressort dans l'œil...

Le bras de commande est vissé dans le trou de la pédale, c'est lui qui fixe la position de repos de la commande. Cette position de repos peut être ajustée à la pince coupante, en pratiquant une tentative d'ouverture qui augmentera la largeur de bras à son extrémité.

Le bras est fixé par une vis et un écrou de 2 mm, une rondelle éventail placée entre le bras et la pédale évite une rotation du bras. Cette technique de montage permet de démonter l'ensemble à tout moment.

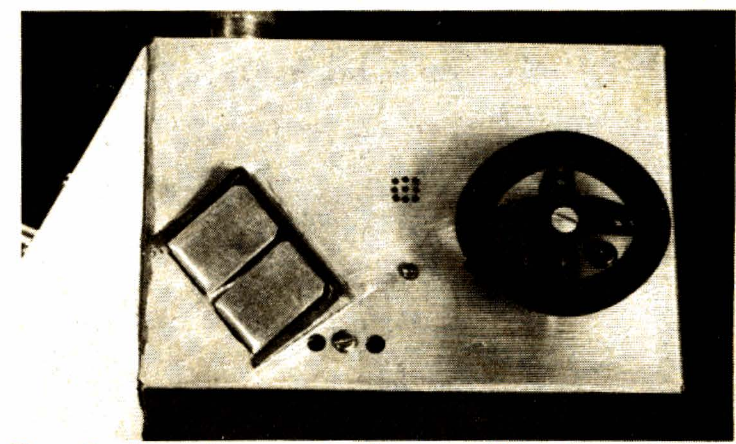


Photo 2. – Une ceinture protège les deux pédales. Les petits trous laissent passer le son de l'avertisseur.

Le circuit intégré est collé en bout de bras, les pattes du circuit intégré seront reliées au circuit électronique par des fils souples. On pourra choisir du fil multicolore et, en reprenant le code des couleurs : marron 1, rouge 2, etc. repérer facilement les connexions. On laissera suffisamment de fil pour permettre un fonctionnement souple des pédales.

Le circuit électronique a son schéma représenté sur la figure 23, on voit ici la simplicité du montage. Ici, le circuit intégré est placé au milieu du circuit alors qu'il en sera éloigné de quelques centimètres pour la réalisation.

L'implantation du circuit imprimé est représentée sur la figure 24, les figures 25 et 26 donnent le circuit imprimé. Ce circuit sera fixé par un écrou soudé au centre, écrou en liaison avec la masse, cet écrou assurera un contact électrique avec la masse du boîtier, contact indispensable pour assurer un fonctionnement correct en présence d'une onde RF.

Trois fils de sortie et d'alimentation iront vers le codeur.

Fig. 17. – Le boîtier Teko 3B.

Fig. 18. – Principe de base de l'accélérateur et du frein.

Fig. 19. – Pédales. Alu 10/10e.

Fig. 20. – Bras de freinage.

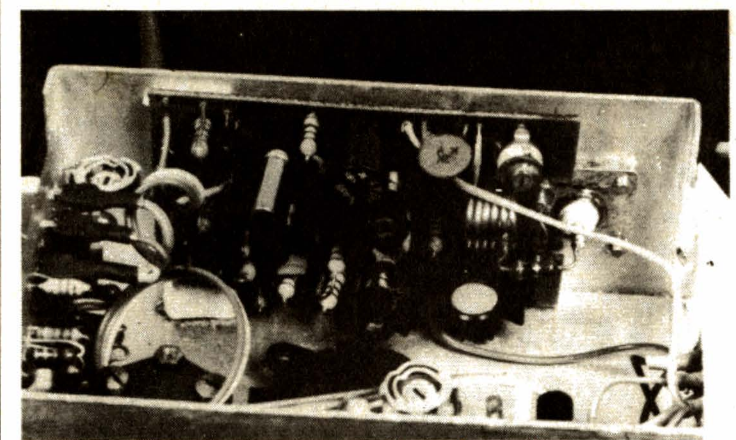


Photo 3. – Le module RF. Le transistor de sortie est entouré d'un radiateur à ailettes.

Montage de l'électronique dans le boîtier

Le circuit imprimé de la section radio fréquence est placé à la partie supérieure du coffret. Ce circuit devra éventuellement être usiné pour permettre l'installation à proximité de la prise de sortie. Comme cette dernière dépend de vous, nous ne vous donnerons pas de solution précise. Si vous utilisez une douille, placez une cosse en contact avec le boîtier, cette cosse sera reliée à la masse du circuit HF.

On prendra les précautions nécessaires pour éviter un contact entre le câblage et le boîtier.

Trois fils partent de ce circuit pour aboutir au codeur : deux pour l'alimentation et un pour l'arrivée du train d'impulsions.

Le codeur est monté le long d'un petit côté du boîtier, nous avons utilisé ici une fixation par vis, deux écrous sont soudés sur le cuivre du circuit imprimé, deux trous sont percés sur les rebords du coffret ; ces trous sont fraisés à 90° pour permettre le passage d'une tête de vis.

Pour assurer la liaison avec le codeur, on peut utiliser des connecteurs constitués, pour la partie mâle solidaire du circuit, par une broche Lumberg préalablement pliée et, pour la partie femelle, une cosse Lumberg normalement prévue pour l'équipement d'un connecteur et que nous utilisons ici seule, simplement entourée d'une gaine thermo-rétractable.

Pour relier le circuit aux potentiomètres, on utilise des connecteurs Lumberg prévus pour circuit imprimé, ces connecteurs sont soudés aux extrémités d'un câble plat à trois conducteurs.

Le circuit d'avertissement est directement relié à l'interrupteur marche arrêt, la diode LED est collée en place tandis que le résonateur céramique verra ses fils de sortie soudés au circuit d'avertissement. Ce circuit est collé en place par un adhésif double face.

Le potentiomètre électronique de direction devra également être mis à la masse.

La batterie sera reliée à l'interrupteur, on placera également une prise de charge (avec diode de sécurité) sur cette batterie. La prise de charge ne devra pas être un jack, ce type de prise ayant tendance à provoquer des courts-circuits.

La sortie de l'interrupteur sera reliée à la platine RF qui assurera la mise à la masse du boîtier.

L'antenne sera constituée d'un brin de 75 centimètres de long.

Mise au point

La mise au point de l'émetteur se fait sans codeur, sans quartz et sans réglage, la platine RF consomme moins de 10 mA.

Cette vérification effectuée, on peut remplacer l'antenne et sa self d'accord par une résistance de 27 Ω. Le réglage consiste alors à régler les deux noyaux des bobines pour avoir la consommation maximale. Ensuite, on règle le condensateur ajustable pour que cette consommation soit la plus basse possible. Cette consommation sera de l'ordre de la centaine de milliampères. Le transistor de puissance doit chauffer légèrement. Une fois ce réglage effectué on peut mettre l'antenne et retoucher les noyaux et le condensateur ajustable pour obtenir à la fois une consommation minimale (par le CV) et un champ maximal (par les noyaux) (mesure au champ-mètre).

La fréquence maximale sera ajustée au fréquencemètre. Nous avons utilisé ici un fréquencemètre à afficheur à cristaux liquides que nous avons décrit et qui ne devait pas dépasser 30 MHz, il fonctionne encore, sans afficher le 4 sur 41 MHz avec une indication du kHz.

On peut alors mettre le codeur, vérifier à l'oscilloscope qu'il délivre bien des impulsions, en court-circuitant la borne 11 (à la masse), on

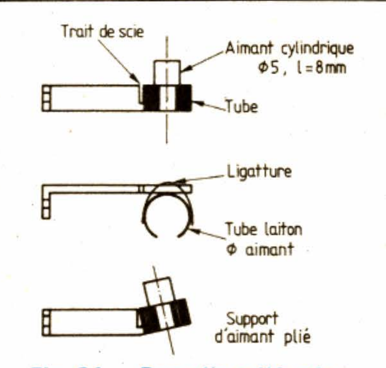


Fig. 21. – Bras d'accélération.

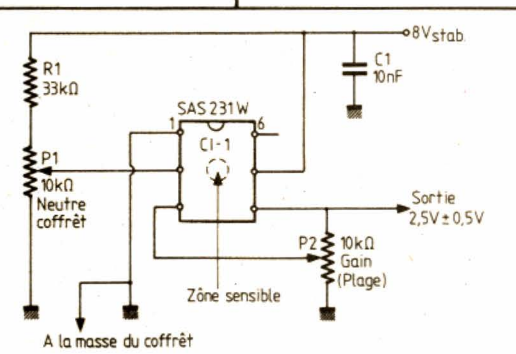
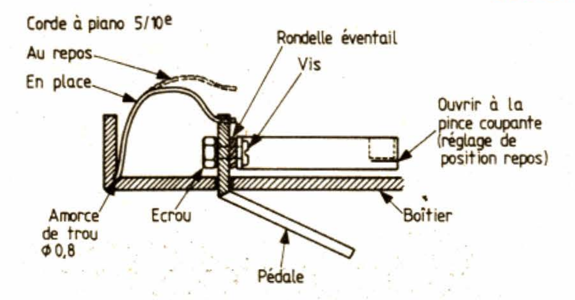


Fig. 23. – Schéma de l'électronique des commandes à effet Hall.



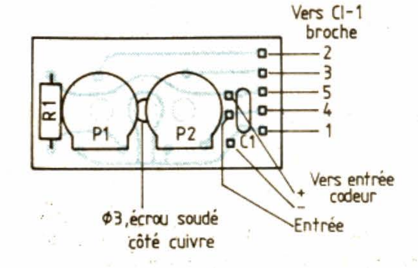


Fig. 22. – Principe de la pédale de frein/accélérateur.

ajustera la fréquence minimale, fréquence que l'on placera un peu au dessous de la fréquence nominale du quartz (– 2 kHz par exemple).

Les potentiomètres seront réglés pour obtenir un neutre à 2,5 V et une excursion de tension, à l'entrée du codeur de ± 0,5 V.

L'avertisseur de batterie est réglé pour que l'accélération du rythme de son battement se produise à une tension de 8,5 V environ.

Si vous possédez déjà un récepteur, vous pourrez adapter l'émetteur à ce dernier en jouant sur les potentiomètres d'ajustement des fréquences.

Avec un excursiomètre comportant un démodulateur (le modèle d'Heathkit est d'une bonne efficacité), on pourra contrôler la qualité de l'émission.

Le quartz est bien entendu interchangeable. Voilà, c'est terminé, il ne vous reste plus qu'à compléter l'installation. Nous avons en projet un récepteur 41 MHz (un de plus allez-vous dire); un récepteur dont nous proposerons une version miniaturisée permettant d'équiper une voiture au 43e ou peut-être moins...

Si votre véhicule est électrique, nous vous proposons d'aller rechercher dans votre collection du Haut-Parleur des variateurs de vitesse qui vous intéresseront, ils sont équipés de transistors à effet de champ de puissance et présentent des pertes minimes. (Haut-Parleur n° 1675 et 1676, décembre 1981 et janvier 1982).

Si, maintenant, vous n'êtes pas tout à fait satisfaits de cette proposition d'émetteur, ou si elle ne vous convient pas, rien ne vous empêche d'utiliser les différentes sections pour faire autre chose. A titre d'exemple, nous avons réalisé un dispositif de télémesure pour petit gros, dispositif permettant d'effectuer diverses mesures à bord d'un aéronef, mesures lues sur un « tableau de bord » installé au sol ! Ce n'est qu'un exemple d'application des technologies que nous avons utilisées ici.

E. LEMERY

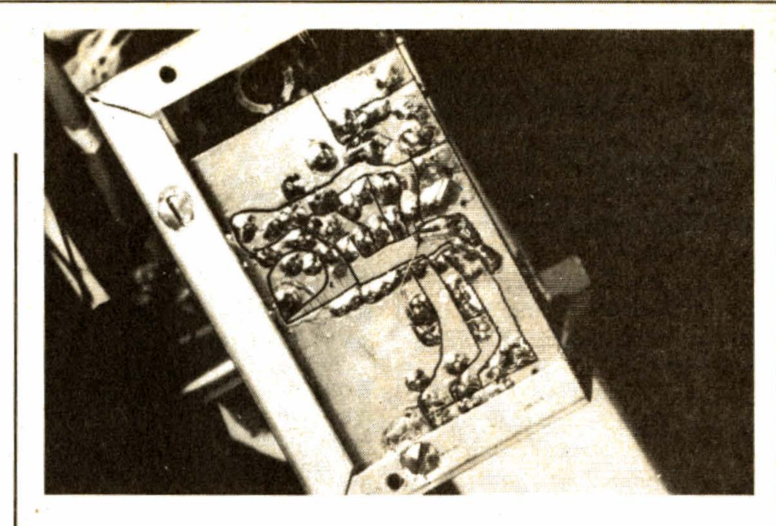


Photo 6. – On voit ici la fixation du circuit imprimé du codeur. La gravure anglaise laisse beaucoup de cuivre.

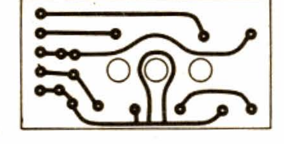


Fig. 25

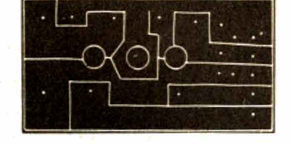


Fig. 26

Liste des composants

Résistances 1/4 W couche 5 %

R_1, R_2, R_3, R_{12}, R_{13} : 22 kΩ
R_4, R_8 : 10 kΩ
R_5 : 33 kΩ
R_6 : 56 kΩ
R_7 : 12 kΩ
R_9 : 47 kΩ
R_{10} : 470 kΩ
R_{11}, R_{15} : 3,3 kΩ
R_{14} : 1 kΩ
R_{16} : 100 Ω
R_{17} : 33 Ω
R_{18} : 2,2 kΩ

Condensateurs :

C_1, C_2, C_3 : 10 nF céramique
C_4, C_5, C_{11} : 4,7 µF tantale 10 V ou 16 V
C_6 : 47 nF mylar, 5 mm, Siemens
C_7 : 6,8 nF mylar, 5 mm, Siemens
C_8 : 10 nF mylar, 5 mm, Siemens
C_9 : 0,47 µF mylar, 5 mm, Siemens
C_{10}, C_{25} : 2,2 nF céramique
C_{12}, C_{21} : 56 pF céramique
C_{13} : 10 nF céramique
C_{14} : 22 pF céramique
C_{15} : 82 pF céramique
C_{16}, C_{20}, C_{23} : 1 nF céramique
C_{17} : 27 pF céramique
C_{18} : 8,2 pF céramique
C_{19} : 33 pF céramique
C_{22} : ajustable céramique 3 135 pF
C_{24} : 47 µF 16 V

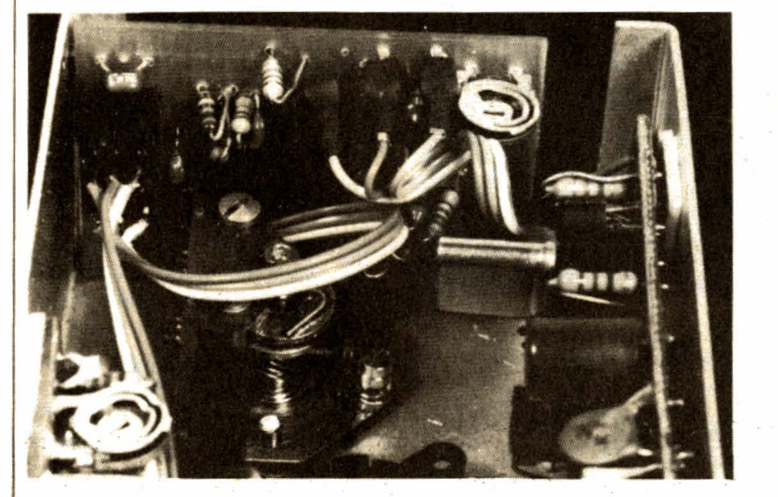


Photo 4. – Au fond, le module de codage et, tout en bas, le potentiomètre à effet Hall.

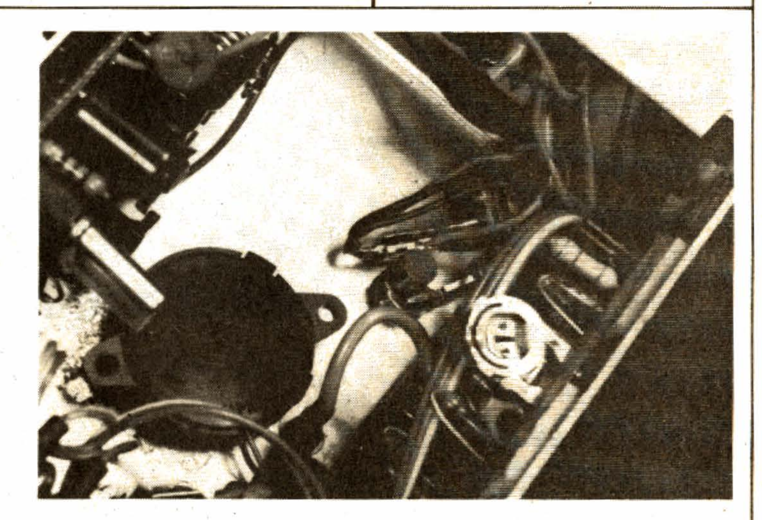


Photo 5. – Au fond, on aperçoit l'aimant et le détecteur à effet Hall de l'accélérateur et du frein.

Autres composants :

L_1 : self 2,2 μH surmoulée ou vernie : Siemens B 78108 S 1222K
L_4 : self 47 μH surmoulée ou vernie : Siemens B 78108 S 1473J
L_5 : self 1 μH surmoulée ou vernie : Siemens B 78108 S 1102K
L_2 : baleine 7 spires fil 5/10e sur Lipa 6 mm prise médiane
L_3 : baleine 7 spires fil 5/10e sur Lipa 6 mm prise à 2 spires
L_6 : baleine 6 spires 10-10 jointives sur Ø 8 prises à 1,5 et 3 spires
T_1, T_2 : BC238
T_3, T_4 : transistors BF 199
T_5 : transistor BFX 55 Siemens, TO 39, NPN ou 2N3866
FT = 500 MHz
$I_{max} \geqslant$ 400 mA
P1, P_2, P_3 : résistances ajustables 10 kΩ 10 mm

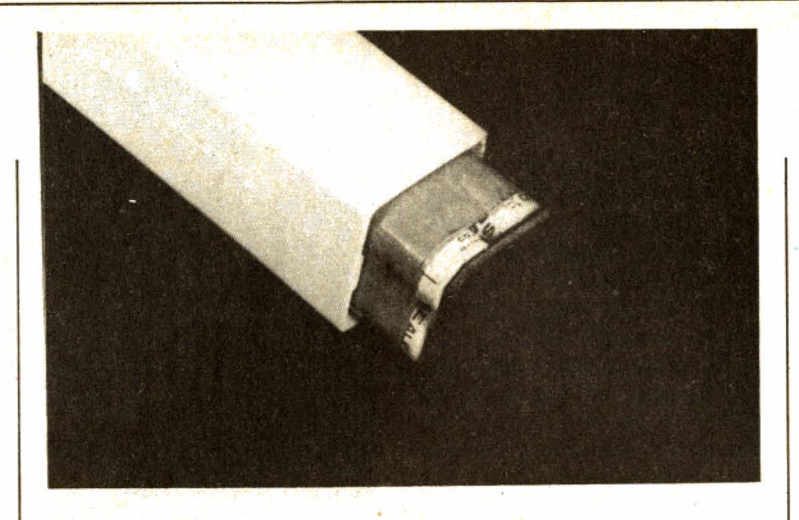


Photo 7. – Installation des batteries dans la poignée.

D_1, D_2 : diodes Varicap BB 105
D_3 : 1N4148
D_4 : zener 8,2 V 1/2 W
CI_1 : codeur NE 5044 Signetics
– Antenne : longueur 75 cm, tube 3 mm ou film de verre
– Supports de quartz : Lumberg 2,9 MB3
– Connecteurs mâles : Lumberg 2,5 MS3

– Coffret Teko 3B
– 8 accus 1,2 V 450 mA
– Prise de charge, interrupteur, circuit imprimé, VE 16/10
– Support d'antenne suivant antenne

Avertisseur :

R_{20}, R_{21} : 150 kΩ
R_{22}, R_{23} : 56 kΩ
R_{24} : 1 kΩ
R_{25}, R_{27} : 10 kΩ
R_{26} : 2,2 kΩ
R_{28} : 470 kΩ
R_{29} : 12 kΩ ou 10 kΩ
C_{30} : 4,7 nF céramique
C_{31} : 10 μF tantale 10 V
C_{32} : 47 μF chimique 16 V
D_{11} : zener 6,8 V
D_{10} : 1N4148
LED : claire, haute luminosité
CI_{10} : TAA 861 A Siemens
CI_{11} : NE 555 ou TDB 553
T_{10} : BC 238
L_{10} : inductance 4,7 mH Siemens B 78108 S1475J
– Résonateur céramique Matsushita RC 24 C ou Muraka PKM 11 4 AO

Potentiomètre d'accélérateur :

R_1 : 33 kΩ
C_1 : 10 nF
P_1, P_2 : Pot. ajustables 10 kΩ
CI : SAS 213 W Siemens

Bloc-notes

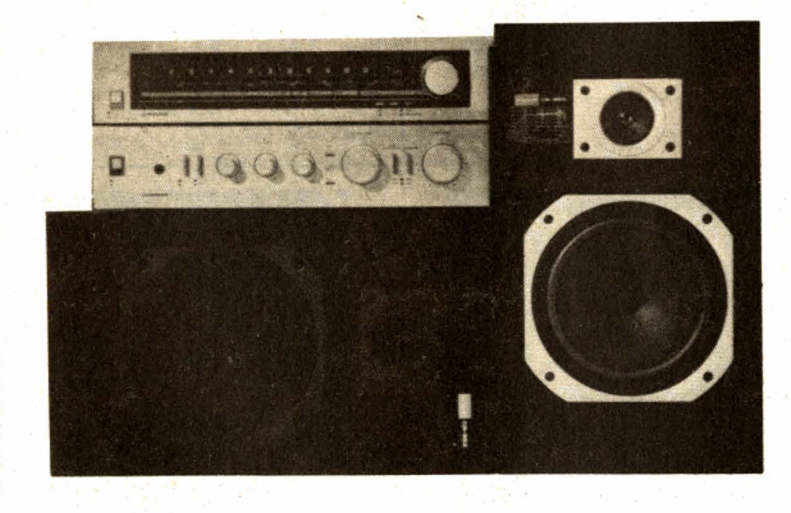
Les chaînes libres PIONEER

La prolifération des radios libres, un événement sur la bande FM qui, de désertique, est devenue fourmillante de vie... En plus, la jeunesse des programmes, due à celle des animateurs, n'a pas manqué de rallier un grand nombre de jeunes auditeurs. En quelques mois, la radio a retrouvé une vitalité et... un indice d'écoute que la télévision lui avait ravis depuis longtemps.

Avec les chaînes FM 3300 et FM 6200, Pioneer apporte aux jeunes la possibilité d'écouter et d'enregistrer cette nouvelle radio et les hits qu'elle diffuse, dans des conditions exceptionnelles pour un budget raisonnable.

Des tuners performants, sensibles et sélectifs, associés à des magnétocassettes de qualité, simples d'emploi mais, néanmoins, pourvus de tous les perfectionnements utiles.

Des détails ? En voilà...



Chaîne FM 3 300

● Amplificateur SA 330 : 2 × 30 W (RMS) - DHT 0,08 % - 10 Hz à 60 kHz - 0 + 2 dB - S/B 97 dB.

● Tuner TX 130 L : FM/PO/GO - Sensibilité mono 0,85 μV (26 dB S/B) - S/B stéréo 70 dB - Distorsion 0,2 % - 30 Hz à 15 kHz + 0,2 - 1 dB - Sélectivité 60 dB - Séparation stéréo 40 dB (1 kHz).

● Magnétocassette CT 30 : têtes permalloy (enr./lec.) et ferrite (effac.) - Fluctuations 0,05 % (WRMS) - 25 Hz à 16 kHz (chrom.) - Position Métal S/B 67 dB avec Dolby - Système de recherche de séquence - Record mute.

● Enceintes CS 353 : 2 voies - Rendement 92 dB/1 W/1 m.

Chaîne FM 6 200

● Amplificateur SA 620 : 2 × 45 W (RMS)-DHT 0,03 % - 20 Hz à 20 kHz ± 0,3 dB - Entrées pour deux magnétocassettes.

● Tuner TX 710 L : FM/PO/GO-Sensibilité mono 0,75 V (26 dB S/B) - S/B stéréo 75 dB - Sélectivité 60 dB.

● Magnétocassette CT 520 : Fluctuations 0,05 % (WRMS)-S/B 68 dB avec Dolby - 20 Hz à 18 kHz (Métal) - VU mètres à LED.

● Enceintes CS 545 : 3 voies - Rendement 92 dB/1 W/1 m.

PRESSE ETRANGERE

POUR MESURER LE GAIN EN COURANT D'UN TRANSISTOR

Le schéma de la figure 1 représente l'ensemble de l'appareil réalisé pour cette utilisation. Le transistor à mesurer reçoit, à partir d'une source de courant constant, un courant de base bien déterminé, qui provoque, dans ce transistor, un courant de collecteur dont le rapport avec le courant de base représente le gain en courant du transistor. Le courant de collecteur ainsi provoqué détermine une chute de tension sur une résistance de valeur connue qui, amplifiée par un amplificateur opérationnel, fait dévier un milliampèremètre.

Pour fixer les différents courants de base on fait appel aux transistors T_1 et T_2, dont la tension de base est stabilisée par les diodes Zener D_1 et D_2. Dans le circuit d'émetteur de chacun de ces transistors, on trouve trois résistances ajustables et commutables qui permettent d'obtenir trois valeurs précises de courant de base suivant la position de S_{11} ou de S_{12} : 10 μA sur P_1 (ou P_4) ; 100 μA sur P_2 (ou P_5) ; 1 mA sur P_3 (ou P_6). La valeur des résistances d'émetteur détermine celle du courant de collecteur, qui demeure constant puisque le courant de base l'est. La commutation des résistances d'émetteur se fait en même temps que celle des résistances de mesure par les sections S_{13} ou S_{14} du contacteur. Comme le courant de collecteur augmente dans le rapport 1,10 et 100 par la commutation des résistances d'émetteur et que la valeur des résistances de mesure diminue dans le rapport inverse, la chute de tension à leurs bornes sera à peu près constante. Autrement dit, si le gain en courant du transistor demeure le même aux trois positions de S_{11}-S_{12} on aura la même chute de tension sur les trois résistances de mesure, ce qui est, pratiquement, peu probable. Pour assurer une précision suffisante, il est nécessaire que la tolérance des résistances de mesure soit de $\pm$ 1 %.

Pour pouvoir mesurer le gain dans une très large plage de valeurs en gardant à l'indicateur une lisibilité satisfaisante, deux gammes de mesure, commutables automatiquement, ont été prévues sur l'appareil décrit. Au repos, lorsqu'aucun transistor n'est connecté aux bornes de mesure E, B, C, le gain de l'amplificateur opérationnel LM741 est égal à 100, déterminé par le circuit de contre-réaction comprenant P_7 en série avec 68 kΩ. La branche P_8-LDR n'a pratiquement aucune influence, la résistance de LDR, dans l'obscurité, étant de l'ordre de plusieurs mégohms sinon de plusieurs dizaines de mégohms. Dans ces conditions, l'appareil mesure les valeurs de gain entre 0 et 100, ce qui veut dire que l'indication du voltmètre connecté entre la sortie 6 du CI et la masse reste inférirure à 10 V. Si le gain du transistor essayé est supérieur à 100, la tension de sortie du CI sera supérieure à 10 V, ce qui provoque le basculement du trigger (fig. 2), l'apparition d'une tension positive en A_1 et l'illumination des deux diodes LED de ce circuit, dont l'une signale que l'ensemble est commuté sur la gamme II et dont l'autre éclaire la LDR, dont la résistance diminue considérablement. Le circuit P_8-LDR shunte alors d'une façon très sensible le circuit de contre-réaction P_7-68 kΩ, ce qui fait tomber le gain de l'amplificateur à 20 au lieu de 100 précédemment. Cela permet de mesurer le gain dans les limites de 100 à 500, avec retour automatique sur la gamme I dès que la tension de sortie du CI descend au-dessous de 2 V, ce qui fait revenir le bistable dans son état de départ, dont la LED connectée à la sortie A_2 s'illumine, indiquant qu'on se trouve sur la gamme I.

En ce qui concerne la mise au point, on commence par régler le courant de base sur les trois positions de S_{11}-S_{12}. Pour cela, on connecte un micro-milliampèremètre entre les bornes de mesure E et B et on règle P_1, P_2 et P_3, en position NPN (celle du schéma) de façon a obtenir un courant de 10 μA, 100 μA et 1 mA respectivement. On répète la même opération en position PNP en basculant l'inverseur S_{21}, S_{22}, S_{23} et en réglant P_4, P_5 et P_6.

On règle ensuite la tension de décalage (offset) en ajustant P_9 de façon que la tension en 6 soit nulle en l'absence de tout signal à l'entrée, c'est-à-dire en l'absence de tout transistor aux bornes de mesure. Pour rendre la lecture plus précise, on peut connecter, en parallèle sur le voltmètre de sortie, un voltmètre électronique sur une sensibilité de 1 ou 1,5 V.

Pour étalonner le gain de l'amplificateur opérationnel sur les deux gammes on pro-

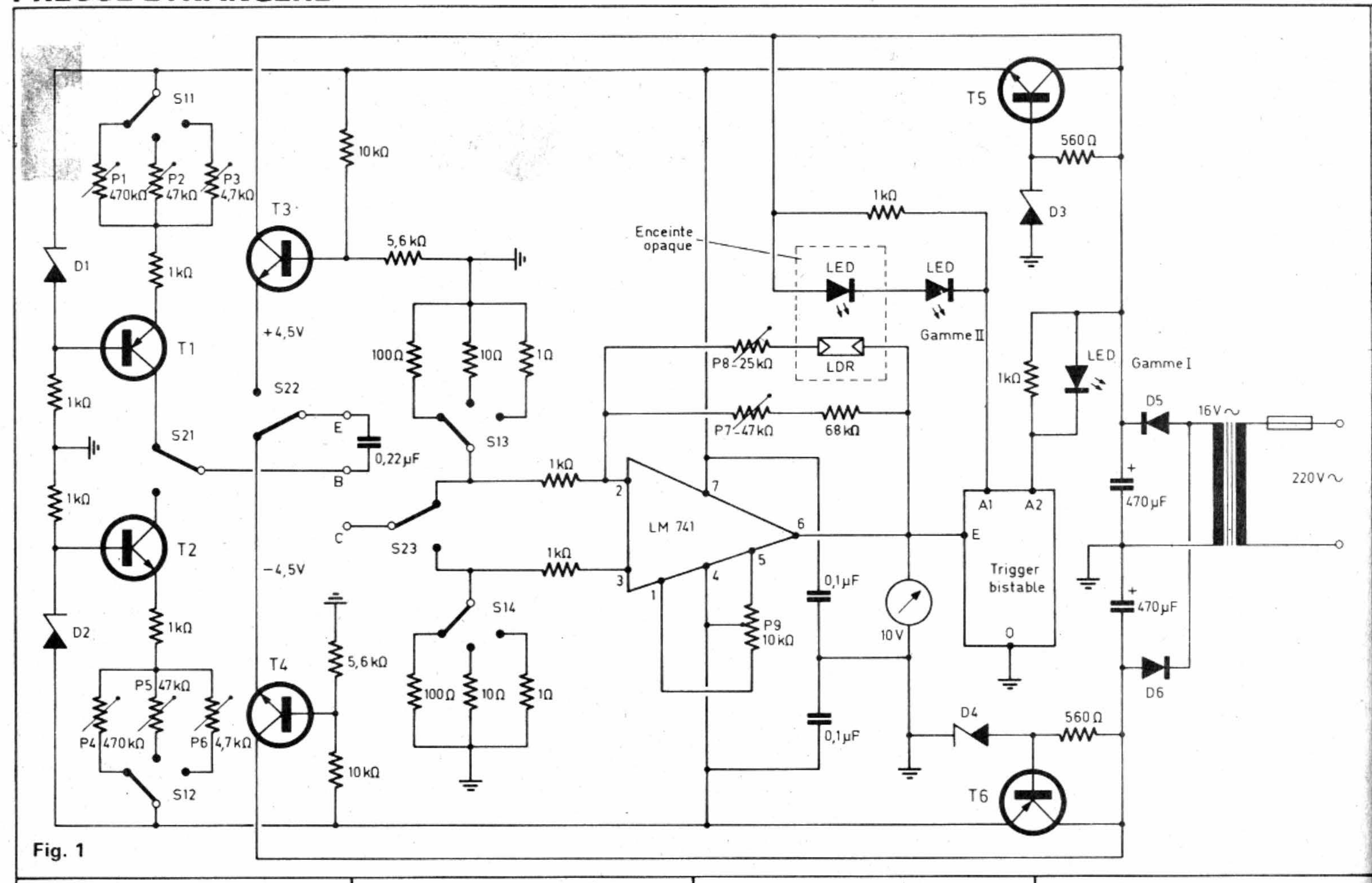


Fig. 1

cède comme suit. On commence par régler P_{10} (fig. 2) à sa valeur maximale et on connecte aux bornes de mesure émetteur-collecteur un circuit comprenant une résistance ajustable de 2,2 kΩ, une résistance fixe de 820 Ω et un milliampèremètre en série. Le contacteur S_1 sera placé en position 10 µA et l'inverseur S_2 en position NPN, ce qui correspond au dessin du schéma. En agissant sur la résistance ajustable, on règle le courant dans le circuit EC à 1 mA, après quoi on régle R_7 de façon que le voltmètre de sortie dévie à fond sur 10 V. La LED connectée à la sortie A_2 du bistable doit être allumée.

Ensuite, on diminue progressivement la valeur de P_{10} en circuit, jusqu'à ce que le bistable bascule, ce qui se produira dès que la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel descendra à 2 V, et sera signalé par l'extinction de la LED connectée à A_2 et l'allumage de celle qui est réunie à A_1, donc l'éclairage de la LDR du circuit P_8 avec, comme conséquence, la chute brutale de la résistance du circuit P_8 et un taux de contre-réaction beaucoup plus élevé, entraînant une diminution du gain de l'amplificateur. Pour ajuster ce gain à la valeur prévue (20), on règle la résistance ajustable du circuit provisoirement placé entre E et C de façon à y provoquer un courant de 5 mA, après quoi on agit sur P_8 de façon à obtenir la déviation complète du voltmètre, qui correspond alors à un gain de 500.

Après cela, la commutation d'une gamme à l'autre se fait automatiquement, suivant le gain du transistor essayé, $\leq$ 100 ou $>$ 100.

Fig. 2

En ce qui concerne le matériel employé, on peut s'inspirer des indications suivantes :

Diodes : D_1 et D_2 : Zener pour 5,1 V, soit ZPD5,1, BZX46-C5V1, BZX79-C5V1, etc. D_3 et D_4 : Zener pour 15 V, soit ZPD15, BZX46-C15, BZX79-C15, etc. D_5 et D_6 : 1N4001, BY126, BY226, etc. D_7 : 1N4148 ou analogue. Diodes LED : CQY94 (vert), CQY96 (jaune).

Transistors : T_1, T_6 : BC177, BC557, BC212, BC273, etc. T_2, T_5, T_7, T_8, T_9 : BC107, BC547, BC171, BC237, etc. T_3 : 2N1613, BFY67, BFY50. T_4 : BC161, BC143, BC338, BC635.

Amplificateur opérationnel : µA741 T, µA741 CT **(Signetics)** ; SN72741 L **(Texas)** ; LM741 CH **(National)**. Tous ces CI sont présentés en boîtier métallique rond à 8 sorties (TO99).

G. Ebner
« Funkschau »
26-1977

POUR OBTENIR DES IMPULSIONS RECTANGULAIRES A PARTIR DES SINUSOIDES

On a souvent besoin de signaux rectangulaires, pour essayer et mettre au point des amplificateurs B.F., vidéo à large bande, etc., mais on n'a pas toujours sous la main un générateur correspondant. Une solution consiste à ajouter, à la sortie d'un générateur sinusoïdal, un « adaptateur » réalisé en s'inspirant de l'un des schémas reproduits ici.

Le plus simple est, bien entendu, celui de la figure 1 : une diode Zener, une résistance et un potentiomètre. Le signal sinusoïdal qui apparaît aux bornes de la diode D_1 se trouve vigoureusement écrêté par cette dernière et se présente à la sortie comme un signal rectangulaire, de forme d'autant plus « idéale » que l'amplitude du signal sinusoïdal d'entrée est plus élevée. Bien entendu, étant donné la présence de la diode Zener, l'amplitude du signal rectangulaire reste pratiquement constante aux bornes de D_1 dans une plage assez large d'intensités traversant R_1, le potentiomètre R_2 permettant de l'ajuster suivant les besoins.

La tension nominale U_z de la diode Zener sera choisie en fonction de l'amplitude du signal rectangulaire que l'on veut obtenir, et dans certains cas il faudra, peut-être, modifier la valeur de R_1, suivant la tension sinusoïdale à l'entrée et les caractéristiques de la diode D_1.

Le schéma de la figure 2 est plus « performant » et permet de régler l'amplitude du signal rectangulaire en agissant sur l'atténuateur du générateur sinusoïdal. Les résistances R_1 et R_2 sont choisies de façon que le transistor T_1 soit bien saturé. Ce montage délivre à la sortie des signaux rectangulaires avec une tension sinusoïdale à l'entrée de 0,5 à 10 V, mais, comme dans le cas de la figure 1, la forme du signal rectangulaire est d'autant meilleure que l'amplitude de la sinusoïde est plus élevée. En ce qui concerne la fréquence maximale du signal rectangulaire, il est difficile de dépasser 20 kHz.

Le transistor T_1 peut être un BC369, BC328, BC638 ou analogue. La diode Zener est une 500 mW (BZY88, BZX46, etc.), tandis que les diodes D_1 et D_2 de la figure 2 sont à choisir parmi les types tels que 1N4148, BA217, 1N914, etc. Les résistances sont de 0,5 W.

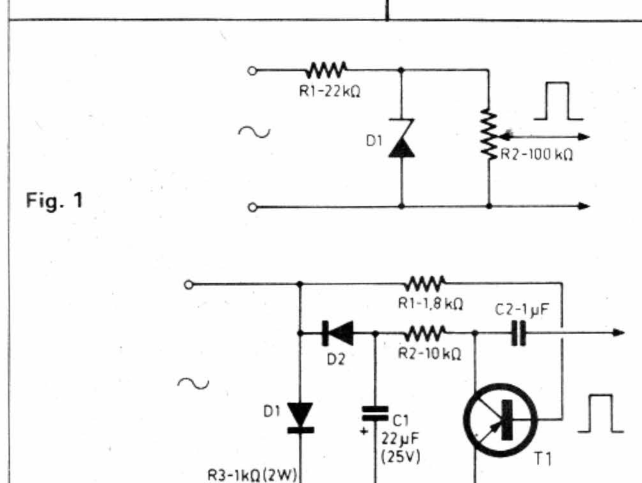


Fig. 1

Fig. 2

REALISEZ

Un préamplificateur RIAA

C'EST encore un nouveau préamplificateur RIAA que nous présentons ici ; il est à circuit intégré, un circuit intégré double qui offre l'avantage de la simplicité. Huit pattes pour un double préampli, c'est assez intéressant.

Le NE 5532

Ce préamplificateur utilise un NE 5532, c'est un circuit intégré fabriqué par Signetics et que d'autres fabricants proposent également, par exemple Exar sous la référence : XR 5532. Contrairement au NE 5533 qui demande une compensation en fréquence externe, le 5532 n'en demande pas. Par ailleurs, son brochage est identique à celui de nombreux amplificateurs opérationnels doubles qui pourront le remplacer dans cette fonction.

L'intérêt du 5532 est qu'il est capable d'attaquer des charges d'impédance relativement faible. Son impédance de sortie est très basse, et il peut délivrer une tension d'amplitude importante, même à haute fréquence. Autre avantage de ce circuit : il existe en version à bruit de fond garanti ; dans ce cas, c'est la version NE 5532 A que l'on devra se procurer.

Le schéma de principe

Le schéma de principe de ce préamplificateur est donné sur la figure 1. Ce schéma a pour origine celui donné par le fabricant du circuit intégré, inutile d'innover en ce domaine, le choix des composants a été soigneusement étudié par Signetics. Nous nous sommes contentés de l'adapter aux composants disponibles et d'adjoindre un petit circuit de filtrage de la tension d'alimentation, une cellule souvent utile.

Pour économiser la place, nous ne vous donnerons que le schéma de l'une des voies, pour la seconde, les composants porteront la même référence, tandis que les broches du circuit intégré seront marquées entre parenthèses.

Le câblage a été réalisé, à titre expérimental, sur une plaque Ideal Base, si bien qu'il n'est pas nécessaire de donner de schéma de câblage ; on verra, par la mention des points de connexion, comment il est possible, comme en wrapping, de donner une liste de câblage. Tout autre procédé de fabrication est possible, nous vous laissons le soin de l'étude !

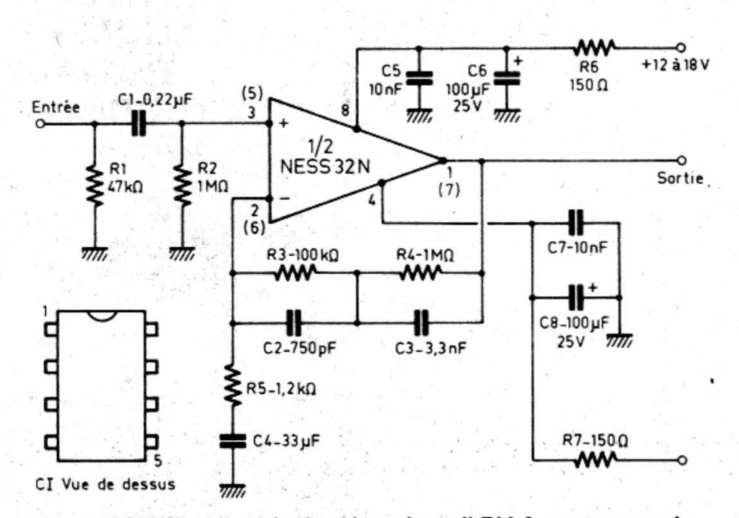
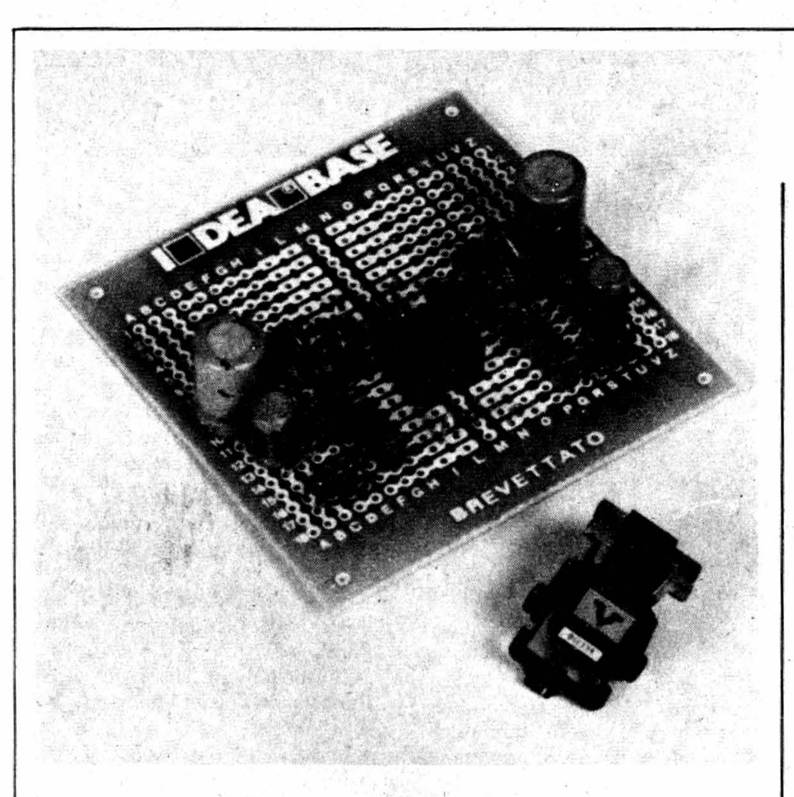


Fig. 1. – Schéma de principe du préampli RIAA pour une voie.

L'impédance d'entrée est donnée, aux fréquences basses, par la résistance R_1. En parallèle sur cette résistance vient une capacité parasite que nous avons mesurée. La tension d'entrée venant de la cellule est transmise par C_1. Ce condensateur, de relativement faible valeur, est un modèle non polarisé.

La résistance R_2, pratiquement égale à la résistance de contre-réaction en continu du circuit intégré, sert à polariser l'entrée non inverseuse.

La contre-réaction en continu est destinée à assurer la polarisation du circuit intégré, ce qui déterminera la valeur de la tension de sortie. Ici, en continu, l'impédance de C_4 est infinie, la contre-réaction est totale, l'amplificateur, en continu, a un gain proche de l'unité. Comme l'entrée non inverseuse est à la masse, la sortie le sera également.



Le montage terminé.

Sur le plan alternatif, le comportement du circuit de contre-réaction est différent. Aux fréquences les plus hautes, les condensateurs C_2 et C_3 court-circuitent les résistances, le gain de l'ampli est très faible.

Aux fréquences basses, c'est le rapport entre les résistances $R_3 + R_4/R_5$ qui détermine le gain maximal (avec le circuit intégré bien entendu).

Nous avons apporté ici deux petites modifications, elles concernent le condensateur C_2 qui est de 750 pF et que nous avons réalisé par la mise en parallèle d'un 680 pF et d'un 68 pF. Nous avons, par ailleurs, remplacé la résistance R_5 de 1,1 kΩ à l'origine par une autre de 1,2 kΩ, pour des raisons de disponibilité, cela se traduit par une baisse légère du gain (on peut aussi mettre une 1 kΩ).

Composant	Valeur	Canal 1		Canal 2	
R_1	47 kΩ	F_{17}	B_{17}	R_{18}	V_{18}
R_2	1 MΩ	F_{13}	B_{16}	R_{14}	V_{17}
R_3	100 kΩ	G_{12}	G_8	Q_{13}	Q_9
R_4	1 MΩ	H_{11}	H_8	P_{12}	P_9
R_5	1,2 kΩ	C_{11}	D_{12}/F_{12}	U_{13}	S_{13}/R_{13}
R_6	150 Ω	Q_7	V_7		
R_7	150 Ω	B_6	G_6		
C_1	0,22 µF	G_{17}	G_{13}	Q_{18}	Q_{14}
C_2	750 pF	F_8	F_{12}	R_9	R_{13}
C_2*	680 pF	F_8	F_{12}	R_9	R_{13}
	68 pF	E_8/F_8	E_{12}/F_{12}	S_9/R_9	S_{11}/R_{13}
C_3	3,3 nF	I_{11}	I_8	O_{12}	O_9
C_4	33 µF	$+ C_{12}$	$- B_{13}$	U_{15}	V_{25}
C_5	10 nF	B_{14}	F_{14}		
C_6	100 µF	$+ B_{10}$	$- B_8$		
C_7	10 nF	V_{11}	R_{11}		
C_8	100 µF	$+ V_8$	$- V_{10}$		
CI_1	NE 5532	Broche 1	Broche 5		
		L_{11}	N_{14}		

* Variante

Liste de câblage des composants.

La réalisation

Elle a été menée à bien sur une plaquette de 18 × 21 trous. Le câblage se fait en plaçant les composants en fonction de la liste de câblage que nous donnons, qui tient lieu ici de liste des composants.

Certaines résistances sont montées verticalement, le premier point est celui du côté de la résistance placé contre le circuit. Pour les condensateurs polarisés, la polarité est indiquée.

Si un point comporte deux indications, cela signifie qu'il faut relier, par le fil du composant, les deux points en question.

Une fois le câblage des composants terminé, on retourne le circuit pour y placer quelques straps indispensables. Ces derniers constitueront les conducteurs que l'on rencontre habituellement dans un câblage imprimé.

Le circuit occupe une douzaine de rangées de trous. La partie inoccupée sera éventuellement employée pour un autre montage, un adaptateur d'impédance par exemple, à moins que l'on ne préfère y installer un circuit d'alimentation.

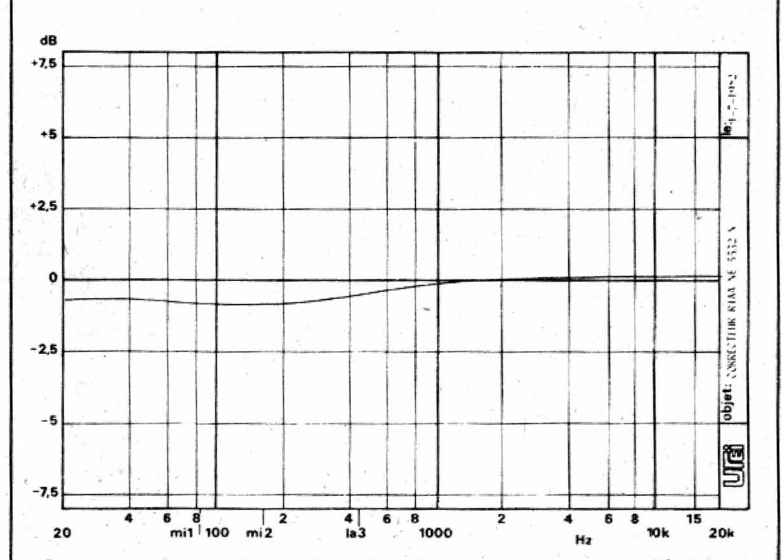
Les performances

Nous n'avons pas testé toutes les performances de ce montage. En effet, il est ici présenté sous forme de module et ne bénéficie donc pas d'un blindage. Cette absence entraîne une augmentation du bruit de fond et ne permet pas d'estimation précise de la distorsion, cette dernière étant mélangée au bruit de fond.

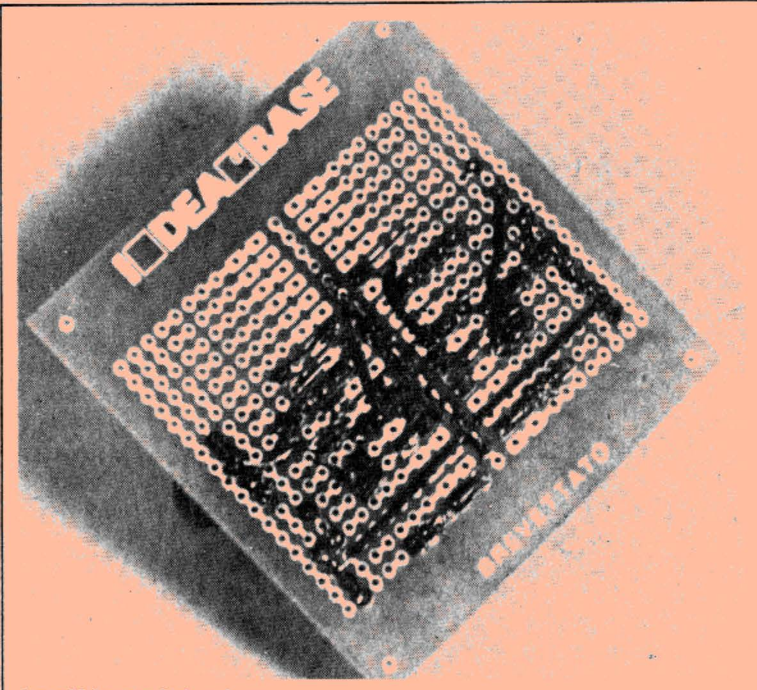
La courbe de réponse, relevée à partir d'un correcteur RIAA inverse, met en évidence l'écart entre la courbe théorique et celle du circuit. Ici, bien que le graphique

Entrée	1	I, L_{14}
Masse	1,2	M_{15} à M_{18}
Entrée	2	N, O 18
Sortie	1	I, L 7
Sortie	2	N, O 8
Alim.	+	N, O 7
Alim.	–	I, L 6
Masse sortie et alim.		M 6 à 9
Straps	isolé	$H_{14} \rightarrow B_6$
		$L_{11} \rightarrow I_7$
		$O_{12} \rightarrow V_8$
Straps	nu	$R_{11} \rightarrow V_9$
		$V_{16} \rightarrow M_{16} \rightarrow B_{16}$

Liste de câblage des straps, des entrées et des sorties.



Courbe de linéarité en fréquence du correcteur RIAA, elle tient dans 1 dB.



Le câblage côté cuivre.

montre un écart visible avec la ligne droite, la courbe de réponse tient dans 1 dB de 20 Hz à 20 kHz, ce qui est très satisfaisant.

Le gain du circuit, à 1 kHz, est de 43 dB.

Le bruit de fond pondéré est situé 70 dB sous 0 dBm, ce qui n'est pas trop mal, compte tenu de l'absence de blindage.

Sous une tension d'alimentation de 12 V, l'amplitude maximale de la tension de sortie est de + 17 dBm, ce qui correspond à une tension d'environ 5 V efficaces.

La tension d'entrée maximale admissible, à 1 kHz, est de 60 mV, ce qui est suffisant. Aujourd'hui, beaucoup de constructeurs d'amplis proposent une réserve supérieure mais qui n'est pas nécessaire. En augmentant la tension d'alimentation, on pourra augmenter la tension maximale de source. L'impédance de sortie est très basse et fait moins d'un ohm. Celle d'entrée est de 47 kΩ en parallèle sur 190 pF.

Le taux de distorsion, mesuré à 1 kHz et pleine saturation, est de moins de 0,05 %, ce qui est excellent si on tient compte de la présence de bruit de fond mélangé à la distorsion.

Un inconvénient de ce montage est que, à l'établissement de la tension d'alimentation, le point de fonctionnement ne s'établit pas tout de suite, 8 secondes sont nécessaires. La présence d'un circuit de silence, ou d'un temporisateur en sortie d'ampli, pourra trouver ici un emploi utile...

Conclusions

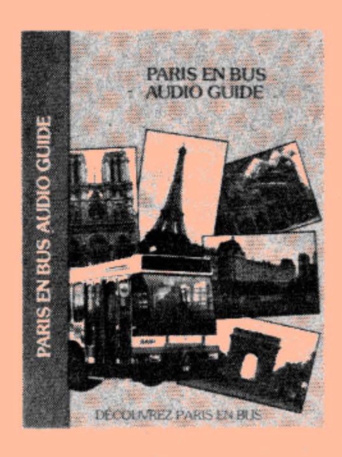
Il est difficile de faire un correcteur RIAA plus simple, même avec des transistors. L'amplificateur opérationnel spécialement conçu pour ce type d'application assure de bonnes performances. Le montage proposé peut, par ailleurs, être utilisé avec d'autres circuits intégrés, que leur entrée soit à circuit intégré ou non. On pourra essayer un 1458, un 4558, un 4559, des TL 072, des LF 353 ou d'autres encore, les doubles amplificateurs opérationnels, compensés en fréquence et présentés en boîtier DIL, ne manquent pas...

E.L.

A lire : « Préamplificateur phono à hautes performances », H.P n° 1634, page 154 : optimisation d'une courbe de réponse RIAA et influence du circuit intégré.

Bloc-notes

Les audio-guide touristiques



Ce sont des cassettes qui permettent une visite guidée et commentée de Paris : commentaires et découverte simultanés.

Ces cassettes existent en trois langues :

- français,
- anglais,
- allemand.

Elles sont destinées aux touristes français et étrangers, congressistes, professeurs, étudiants, universitaires, à toute personne désireuse de visiter Paris en toute liberté, sans aucune contrainte.

Chacune d'elle guide le visiteur du début jusqu'à la fin du circuit.

Les cassettes s'utilisent avec un lecteur de cassettes portatif très léger (en location dans certains hôtels : se renseigner auprès de la réception).

Le visiteur rythme sa visite en arrêtant ou remettant sa cassette lui-même en marche.

Les cassettes sont un excellent support aux photos prises pendant des vacances à Paris.

1. Cassettes pédestres

– Elles guident et commentent la visite d'un quartier de Paris à pied.

– Elles permettent la chasse aux curiosités typiques du vieux Paris.

– Actuellement disponibles en français, anglais et allemand :

- le Marais
- le quartier Saint-Paul
- l'île de la Cité.

2. Cassettes RATP

– C'est une cassette, en français, anglais et allemand, réalisée en coproduction avec la RATP : « Paris en bus ».

– Elle permet une visite complète de Paris en empruntant les lignes régulières de la RATP.

– Le tour de Paris peut être effectué avec les billets « Paris Sésame » de la RATP ou la carte orange.

Pour tout renseignement : Audio Guide : 4, av. Jean-Giono, 91100 St-Germain-lès-Corbeil. Tél. : (6) 075.43.64.

Mieux vaut tard que jamais !

Alors, que le disque numérique ne paraît plus tellement éloigné, Matsushita, au Japon, vient de prendre conscience, à la suite d'un sondage, que plus de 50 % des usagers de disques analogiques ne savent pas monter correctement leur phonolecteur pour en obtenir les meilleurs résultats, ou ne savent pas remplacer une pointe de lecture. Conséquence, les ventes de disques analogiques tendent à diminuer, car on attend le disque numérique. Pour redonner confiance aux mélomanes, déçus par la multiplicité des phonolecteurs actuels, dont les formes, dimensions, poids, et mode de connexions existent en un nombre effarant de modèles, Matsushita propose une structure standard, basée sur un connecteur à quatre broches, assurant les liaisons électriques et, maintenant, le phonolecteur en place (« Connoisseur » le fit il y a bien des années). Tous les phonolecteurs, construits selon cette nouvelle formule, auront même poids, même géométrie et même position du centre de gravité. Portant un sigle distinctif, ils pourront tous équiper tout bras de lecture portant le même sigle, sans nécessité du moindre réglage mécanique ou électrique. Cette proposition paraît grandement intéresser les principaux fabricants mondiaux de phonolecteurs : Shure, Stanton, Pickering, Ortofon, seraient déjà titulaires d'une licence Matsushita.

R.L.

Initiation à la pratique de l'électronique

Les circuits ARITHMÉTIQUES

IL est intéressant de noter qu'à partir d'un circuit additionneur, il est possible d'effectuer les quatre opérations arithmétiques : une soustraction étant une addition d'un nombre positif et d'un nombre négatif, la multiplication une succession d'additions et la division une suite de soustractions. Nous nous bornerons à montrer comment il est possible d'effectuer une soustraction et une multiplication.

Une soustraction binaire peut être effectuée soit par la méthode directe dont le point de départ est la table de vérité, comme cela avait été fait pour le circuit de l'additionneur. L'autre méthode consiste à additionner le complément du nombre à soustraire.

La multiplication binaire peut s'effectuer par additions successives et utilisation d'un registre à décalage. Nous proposons la réalisation d'un multiplicateur parallèle 3 × 4 bits, qui est une application intéressante mettant en pratique les circuits additionneurs.

Nous laisserons de côté la division binaire qui peut s'effectuer d'une façon semblable à la multiplication, mis à part la complémentation.

Principe de la soustraction

Lorsque nous avons présenté les circuits additionneurs (voir n° 1681 du H.P.), nous avons dit que la soustraction de deux nombres est équivalente à l'addition d'un nombre positif et d'un nombre négatif, et que dans un calculateur, le circuit arithmétique de base est l'additionneur.

Nous avons vu également que la méthode du complément est utilisée pour effectuer une soustraction. Nous en rappelons brièvement le principe. Soit la soustraction : A – B. Cette méthode consiste à remplacer le nombre à soustraire (– B) par son complément ($\overline{B}$) et d'effectuer ensuite l'addition des deux nombres (A et le complément de B).

En décimal, le complément d'un nombre est le nombre qu'il faut lui ajouter pour le faire aller jusqu'à 9.

En binaire, la recherche du complément est facile et rapide, puisque le complément de 1 est 0, et le complément de 0 est 1. Ainsi, si B = 1010 son complément ($\overline{B}$) est 0101. Pratiquement, il suffit d'appliquer la fonction NEGATION (circuit inverseur).

En réalité, une soustraction binaire est un peu plus complexe.

La soustraction :

$$\begin{array}{r} A \\ -\,B \\ \hline S \end{array}$$

est aisée si A est plus grand que B, mais dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque B est plus grand que A, le résultat S est un nombre négatif, et c'est là où les choses se compliquent. Heureusement, un exemple pratique aide toujours à la compréhension.

Soit par exemple la soustraction :

$$\begin{array}{r} 12 \\ -\,8 \\ \hline S \end{array}$$

que nous voulons effectuer en binaire, et que nous posons :

$$\begin{array}{r} 1100 \\ -\,1000 \\ \hline \end{array}$$

Le complément de B (ici égal à 1000) est $\overline{B}$ = 0111.

Nous transformons maintenant la soustraction en addition, ce qui donne :

  1100
+ 0111
10011
   + 1
  0100

La retenue est additionnée à la colonne de droite. Le résultat, en décimal, est bien égal à 4.

Passons maintenant au cas ou B est plus grand que A, soit :

   8
– 12
   S

ce qui donne en binaire :

  1000
– 1100

Le complément de B (1100) est $\overline{B}$ = 0011. L'opération devient :

  1000
+ 0011
  1011

Nous remarquons qu'il n'y a pas de retenue. Ceci nous indique que le résultat est négatif, et qu'il faut complémenter le résultat obtenu. Le résultat final est donc : $\overline{S}$ = 0100, soit en décimal : « – 4 ».

Donc, en résumé, pour faire la soustraction « A moins B », il faut effectuer l'addition « A plus $\overline{B}$ ». Si il y a une retenue, celle-ci est ajoutée au bit de poids le plus faible, et le résultat S est un nombre positif. Si il n'y a pas de retenue, le résultat est un nombre négatif et sa valeur est égale à $\overline{S}$.

Le complément à deux

Ce que nous avons appelé « complément » est également connu sous le nom de « complément à un » (le complément à un de 0101 est 1010).

Puisque dans l'addition, on ajoute le « 1 » de la retenue au digit de poids le plus faible, on préfère, en pratique, et dès le départ, ajouter le « 1 » à la colonne de droite. Le nombre obtenu est le complément à deux. Pour reprendre l'exemple précédent, le complément à deux de 0101 est 1010 + 1, soit finalement : 1011. On ne tient plus compte ensuite de la retenue.

Pour cela, l'entrée R_0 de l'additionneur complet réalisant une soustraction des bits de poids le plus faible sera utilisée. Cette entrée est prévue pour recevoir la retenue de l'étage précédent

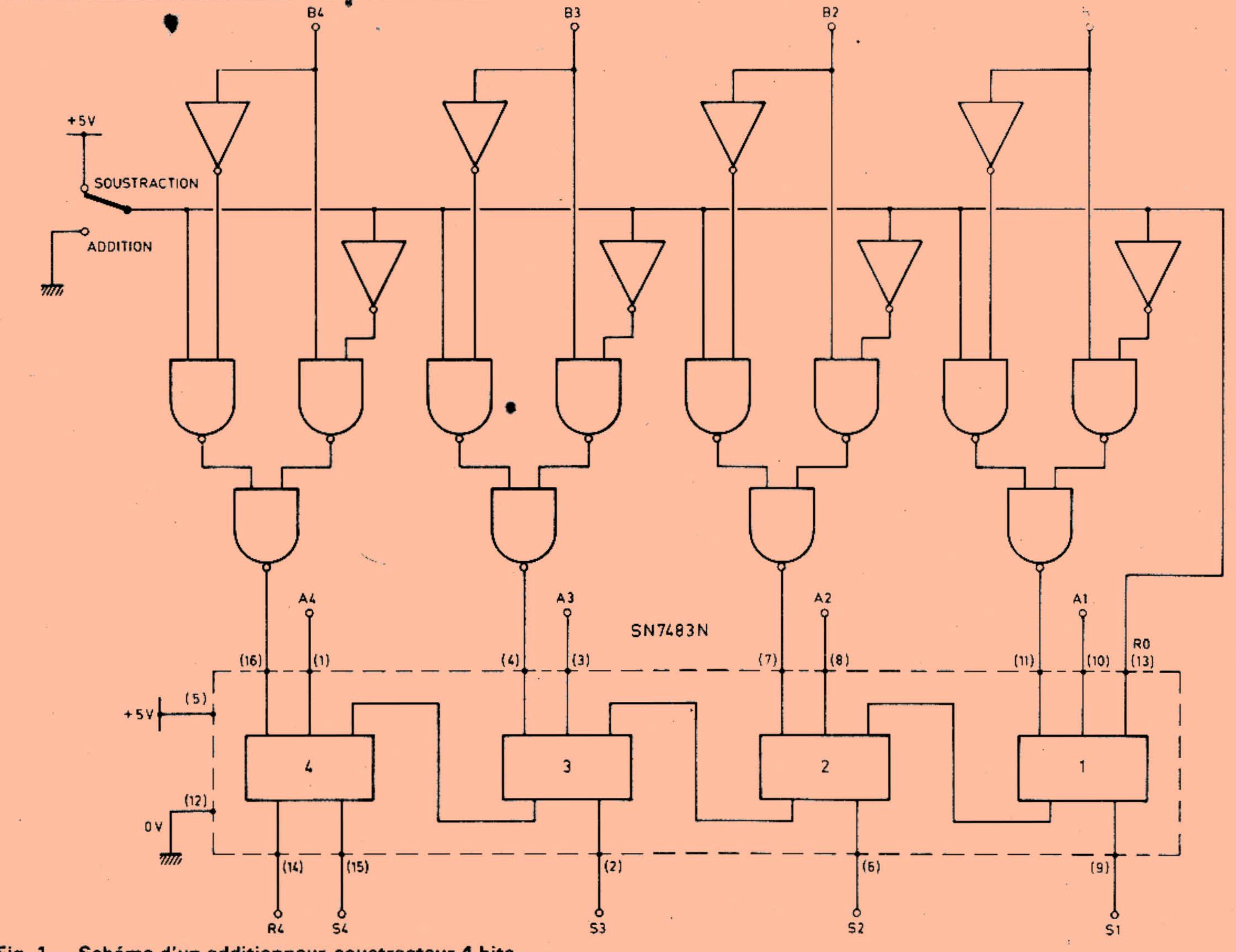


Fig. 1. – Schéma d'un additionneur-soustracteur 4 bits.
(Le numéro des broches du circuit intégré SN 7483 N est indiqué entre parenthèses.)

dans le cas d'une addition. Elle est reliée à 0 V s'il s'agit de l'addition des digits de plus faible poids, puisqu'il n'y a pas d'étage précédent et donc pas de retenue...

Si la technique utilisée pour une soustraction est le complément à deux, cette entrée R_0 doit recevoir un « 1 » binaire, et être connectée à + 5 V.

Schéma d'un additionneur soustracteur 4 bits

Comme il suffit de complémenter et d'additionner pour effectuer une soustraction binaire, le circuit peut se composer d'inverseurs (SN7404N) pour la complémentation et d'un additionneur tel que l'additionneur complet à 4 bits qu'est le SN7483 N. Ce même circuit intégré peut être employé aussi bien pour une addition que pour une soustraction si on lui adjoint un circuit OU-EXCLUSIF (ou XOR) composé par exemple de trois NAND et d'un inverseur, comme cela est donné sur la figure 1.

Les quatre OU-EXCLUSIFS sont commandés par un commutateur mécanique à deux positions. On remarque que ce commutateur agit également sur la tension appliquée sur R_0, ainsi que nous l'avons expliqué au paragraphe précédent.

Les deux nombres à additionner ou à soustraire sont A_4, A_3, A_2, A_1 et B_4, B_3, B_2, B_1, le résultat est R_4, S_4, S_3, S_2, S_1.

Multiplication binaire

Voyons maintenant comment effectuer une multiplication binaire. Les deux nombres sont composés de 4 digits pour l'un (A_4, A_3, A_2, A_1) et de 3 digits pour l'autre (B_3, B_2, B_1). Nous devons, en

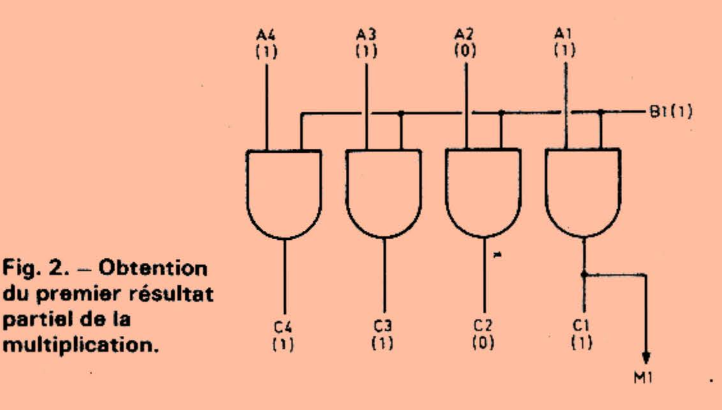


Fig. 2. – Obtention du premier résultat partiel de la multiplication.

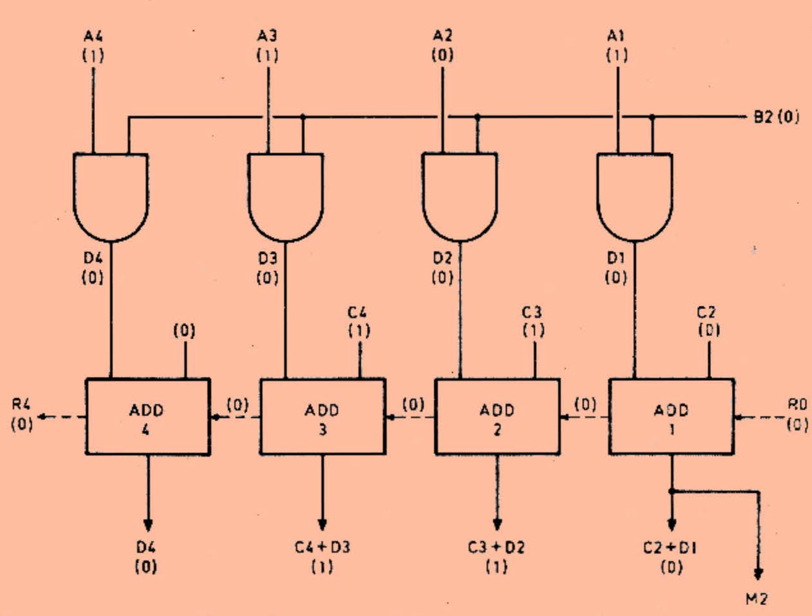


Fig. 3. – Obtention du deuxième résultat partiel.

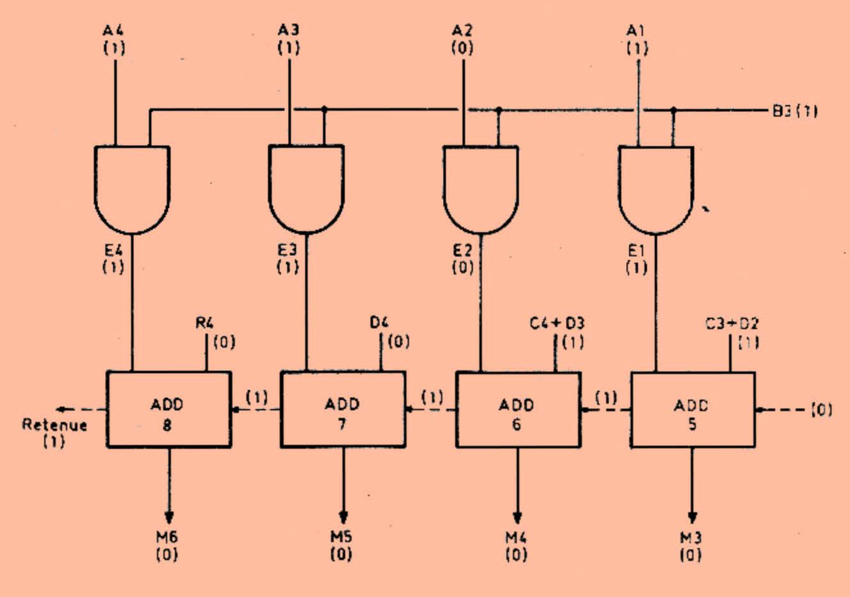


Fig. 4. – Dernier stade de la multiplication.

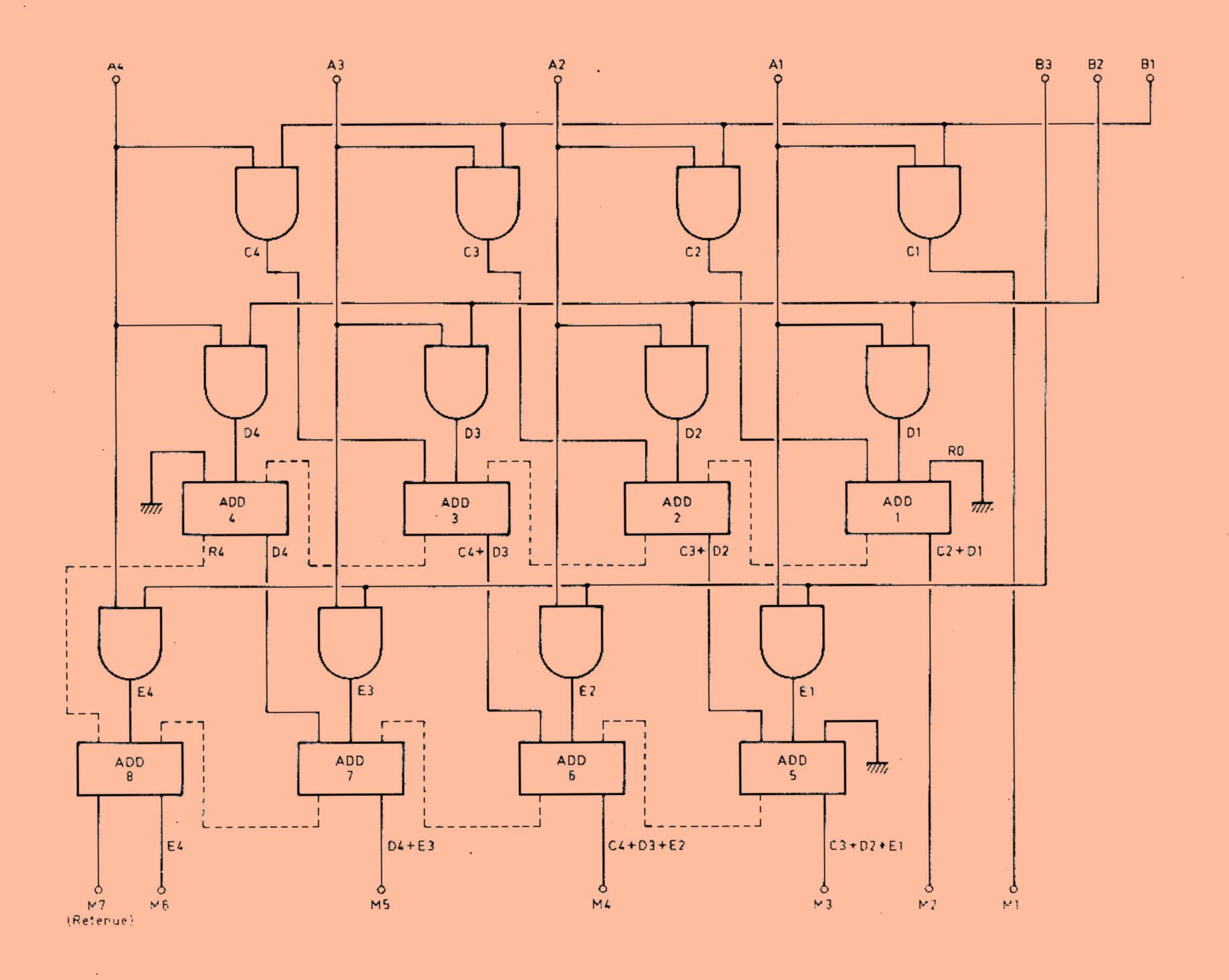


Fig. 5. – Schéma complet du multiplicateur binaire parallèle 3 × 4 bits.

premier lieu, nous occuper des résultats partiels puis additionner ceux-ci pour obtenir le résultat final.

La multiplication se pose donc ainsi :

		A_4	A_3	A_2	A_1
			B_3	B_2	B_1
		C_4	C_3	C_2	C_1
	D_4	D_3	D_2	D_1	
E_4	E_3	E_2	E_1		
M_6	M_5	M_4	M_3	M_2	M_1

Dans notre exemple, les quantités à multiplier sont : A_4, A_3, A_2, A_1 = 1101 et B_3, B_2, B_1 = 101, soit en décimal : 13 × 5.

La première étape est donc de multiplier A_4, A_3, A_2, A_1 par B_1 (dans notre exemple 1101 × 1). Cette première multiplication binaire est obtenue avec 4 portes du type ET (fig. 2). Remarquons que C_4, C_3, C_2 seront additionnés aux autres résultats partiels, tandis que C_1 est relié directement à la sortie puisque $M_1 = C_1$. Remarquons également que les produits partiels sont soit nuls, soit égaux au multiplicateur A_4, A_3, A_2, A_1 (1101).

La deuxième étape consiste à multiplier A_4, A_3, A_2, A_1 par B_2. Ici aussi on se sert de 4 portes ET (fig. 3), et avec les résultats précédemment obtenus (C_4, C_3, C_2), les premières additions sont exécutées. Un deuxième résultat final (M_2) est acquis. Il faut noter que la retenue R_4 sera additionnée plus tard. L'additionneur complet intitulé ADD4 n'effectue que l'addition de D_4 avec la retenue de l'additionneur précédent, la troisième entrée de ADD4 est, pour cela, reliée au niveau zéro.

Le schéma du dernier stade de la multiplication (fig. 4) est semblable au précédent. Le dernier additionneur (ADD8) fait l'addition de E_4 avec la retenue précédente provenant de ADD7 et la retenue R_4 dont nous venons de parler.

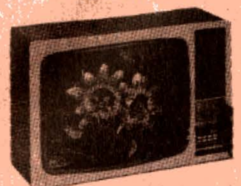
Ces schémas partiels sont rassemblés sur la figure 5. Le résultat de notre exemple de multiplication est 1000001, ce qui correspond bien à 65. Le schéma utilise deux additionneurs complets du type SN7483N. Quant aux autres circuits, on peut utiliser trois SN7409N (quadruple opérateur ET à deux entrées à collecteur ouvert) sans oublier d'insérer une résistance externe. Une autre possibilité est l'emploi de portes NAND (SN7400N) suivies d'inverseurs (SN7404N).

J.-B. P

TABLE DES MATIERES
ANNEE 1981-1982
DU NUMERO 1671 AU NUMERO 1682 INCLUS

VENTE PROMOTIONNELLE A DES PRIX FOUS
DU 15/8/82 au 15/9/82 ET SUIVANT DISPONIBILITÉ DES STOCKS

TELEVISEURS COULEUR 66 cm NEUFS GARANTIS



Tiroirs à 8 programmes préréglés. Potentiomètres rectilignes. Puissance sonore 4 W. Prises haut-parleur extérieur, magnétophone et péritélévision. Demi-porte plexi.

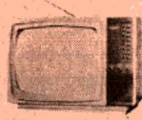
66400. Secam	3290 F
66401. PAL/Secam	3890 F
66118. Multistandard	4290 F

TELEVISEUR COULEUR NEUF GARANTI

36 cm	2790 F
42 cm	2890 F
51 cm	2950 F
56 cm	3290 F
51 cm. Multistandard. Télécom	3990 F

TELEVISEUR 32 cm N et B

Très belle présentation. Alimentation 220 V ou 12 V batterie. 8 touches de programmation. Matériel neuf emballé. Poids 6 kg.



Prix .... 880 F

TOSHIBA

Toute une gamme de matériel Hi-Fi vendue à bas prix.

COMPOSEZ VOTRE CHAINE HI-FI



Platine T.D. entraînement courroie.
Prix .... 490 F

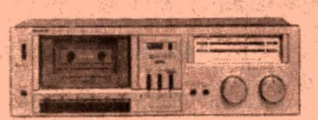


Amplificateur stéréo 2 x 35 W.
Commandes : graves, aigus, balance, filtre, affichage du niveau de sortie par diodes, électroluminescentes .... 540 F



Tuner PO-GO-FM stéréo.
Indicateur de niveau du signal par diodes électrolumi-nescentes .... 590 F

PLATINE K7 STEREO



Chargement frontal. Dolby sélecteur de bandes. «Métal». VU-mètre électroluminescent.
Prix .... 690 F

ENCEINTES ACOUSTIQUES NEUVES



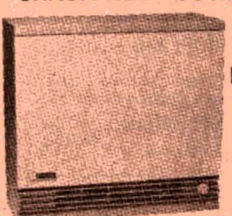
20 W, 2 voies
H40 x L24 x P16
La paire .... 200 F

35 W; 3 voies
Façade amovible
H47 x L25 x P22
La paire .... 340 F

50 W, 3 voies
Façade amovible
H48 x L25 x P22
La paire .... 480 F

80 W, 3 voies. Façade amovible
H57 x L33 x P25. La paire .... 880 F
100 W, 3 voies. Façade amovible
H65 x L36 x P26. **La paire** .... 980 F

• CHAUFFAGE •
RADIATEURS/CONVECTEURS
pour chauffage intégré



D'un aspect soigneusement étudié, ils s'harmonisent avec tous les intérieurs

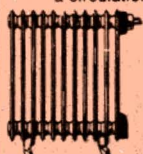
(Photo non contractuelle)
Encombrement extrêmement réduit
Thermostat incorporé

Dim. tous modèles : H 35 x P 14 cm

750 W, L 48 .170 F	1500 W, L 72 ..240 F
1000 W, L 48 ..210 F	1750 W, L 72 ..260 F
1250 W, L 72 ..220 F	2000 W, L 95 ..280 F

Convecteurs muraux à solder.
Diverses puissances. A voir sur place.

CHAUFFAGE ACCUMULATION



BRUNNER
Dynamique
8 heures.
mono 220 V
ou 220/380
tri (sauf 2 kW)

2 kW. H 650 x L 580 x P 250 mm	980 F
3 kW. H 650 x L 675 x P 300 mm	1280 F
4 kW. H 650 x L 850 x P 300 mm	1780 F
6 kW. H 650 x L 1200 x P 300 mm	1980 F
7,5 kW. H 650 x L 1375 x P 300 mm	2280 F

«BRUNNER-DIMPLEX»
RADIATEUR ELECTRIQUE
à circulation d'huile. Sur roulettes.



Thermostat incorporé.

1200 W. 6 éléments	240 F
1500 W. 9 éléments	280 F
2000 W. 12 éléments	320 F
2500 W. 16 éléments	360 F
3000 W	390 F
4000 W	490 F

PLINTHE CHAUFFANTE

600 W. L880 x H210 x P70 mm extra plate .. 160 F

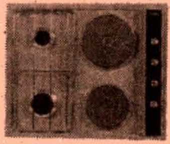
• PROMOTION SANS SUITE •



quantité limitée
Convecteur
mobile sur pieds.
2 allures 1000 et 2000 W.
220 V.
Thermostat incorporé
Prix **195F**
(Photo non contractuelle)

EXTRACTEUR D'AIR

Encastrable, couleur marron, évacuation extérieure ou recyclage, 2 vitesses, éclairage.
Dim.: H.227 x L.555 x P.305 mm.
Prix .... 490 F



TABLES DE CUISSON à encastrer

Dim. : L 57,5 x L 48 x H 12,5 cm

- **4 FEUX TOUT ELECTRIQUE ARTHUR MARTIN. INOX, ROUGE, TERRE de FRANCE OU BRAZIL** ..... 490 F
- 4 feux gaz, inox, allumage électrique ...... 580 F

Plaque à encastrer, extra-plate, H. 3 cm, vert émeraude ou gris perle.

4 feux gaz, 4 feux mixtes, 2 gaz, 2 électriques, tout électrique	680 F
4 feux inox, tout gaz, mixte, tout électrique	780 F
4 feux mixte, terre de France	980 F
4 feux tout électrique. Terre de France	980 F
DOMINO, 2 feux électriques, Inox	480 F
DOMINO, 2 feux gaz inox	480 F
DOMINO, 2 feux gaz, émaillé blanc	380 F

CHAUFFE-EAU à accumulation

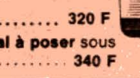


220 V. Revêtement intérieur en émail à haute teneur en quartz. Isolation par mousse de polyuréthane assurant un minimum de déperdition de chaleur.
Corps de chauffe revêtu de deux couches d'émail, dont une spéciale à l'oxyde de chrome. Anode de magnésium. Thermostat précis à haut pouvoir de coupure.

Modèle vertical : CUMULEX SAUTER-THERMOR
Garantie 5 ANS

50 l. 800 W, ∅ 440 x H.730	840 F
75 L. 800 W. ∅ 500 x H.790	940 F
100 L. 1100 W. ∅ 500 x H.950	1040 F
150 L. 1600 W. ∅ 500 x H.1280	1140 F
200 L. 2200 W. ∅ 565 x H.1320	1340 F
Modèle horizontal : CORTINA	
100 L. 1500 W. ∅ 540 x H.715	990 F
150L. 2200 W. ∅ 540 x H.976	1240 F
Robinet de sécurité pour modèle **50 L**	100 F
Robinet de sécurité pour modèles de **75 à 200 L**	120 F
Trepied pour chauffe-eau vertical de **100, 150 et 200 L**	120 F

CHAUFFE-EAU électrique



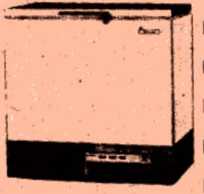
220 V. 1 200 W, avec interrupt. Thermostat. H 39 x L 34 x P 22 cm.
Prix .... 320 F
Modèle spécial à poser sous évier .... 340 F

SANS SUITE CHAUFFE-EAU ELECTRIQUES

Grande marque. 80 l .... 550 F

• CONGELATEURS •

BAHUTS. Grandes marques.
Voyant de contrôle, thermostat

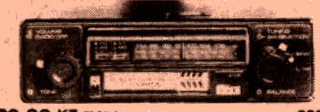


300 litres
Dim. H 0,89 x P 0,70 x L 0,96 m
Prix ...... 1 580 F
380 litres
Dim. H 0,89 x P 0,70 x L 1,17 m
Prix ...... 1 810 F
530 litres
Dim. H 0,89 x P 0,70 x L 1,57
Prix .... 2 280 F

Congélateur vertical Grandes marques

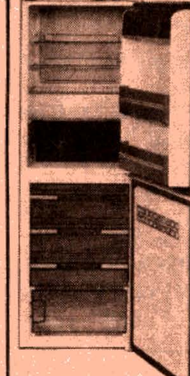
Emaillé blanc
290 L. H150xL55xP60 **1700 F**
340 L. H170xL55xP60 **1900 F**

PROMOTION AUTORADIO



PO-GO-K7 mono	290 F
PO-GO-FM stéréo K7 Stéréo	540 F
PO-GO-OC-FM	240 F

REFRIGERATEUR



2 portes

Combinés réfrigérateur-congélateur «Radiola» 290 l (160 + 130). 2 moteurs indépendants. Ouvertures de portes réversibles. Très belle présentation. Couleur ivoire neuf emballé. Garantie 1 an. Dimension : H 165 x L 55 x P 60.

Prix 2390 F

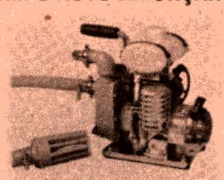
• MACHINES A LAVER •
TYPE 405



5 kg.
15 programmes
3 bacs à produits.
Essorage 400 t/mn.
Touche suppression d'essorage.
Touche lavage à froid.

1 680F

POMPE AUTO-AMORÇANTE



Pompe auto-amorçante, moteur 2 temps, refroidissement par air 27,2 cm³, 5500 tr/mn. Pompe : débit 7 m³/h. Hauteur d'aspiration : 6 m, hauteur de refoulement : 30 m. Poids : 6,6 kg. Livrée avec tuyau d'aspiration et crépine.
Prix .... **1 080 F**

TRONÇONNEUSES A ESSENCE



Type : super-mini **VISL**
Moteur 2 temps, 41 cm³. Long. coupe 40 cm. Graissage automatique ou manuel. Sécurité de gachette. Frein de chaîne. Protège main. moteur anti-vibrations. Chaîne anti-rebond. Poids 4,5 kg.
Prix .... **1650 F**
Type : 150-AO. Moteur 2 temps 43 cm³ Long. coupe 40 cm. Chaîne au pas 3/8". Graissage automatique. Poids 5 kg.
Prix .... **1580 F**

Nous avons en stock un choix important d'articles électro-ménagers, grandes marques. Veuillez vous reporter à nos précédentes publicités. Documentation sur demande.

RADIO COMPTOIR ELECTRIQUE

245, Fg-St-Martin, 75010 PARIS
Tél. : 607.57.98 ou 47.88
M° Jaurès, L.-Blanc, Stalingrad
• ENTREPOT •
41 bis, 43 et 45 quai de la Loire, (Face au 90)
Angle 157 rue de Crimée
75019 PARIS. Tél. : 205.05.95
Métro : Crimée
PARKING DANS LA COUR

LES COMMANDES SONT ENREGISTREES EN FONCTION DE LA DISPONIBILITE DE NOS STOCKS

OUVERT TOUS LES JOURS de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h (sauf dimanche et jours fériés)
Catalogue détaillé et demande de renseignements, joindre 1 enveloppe timbrée portant nom et adresse. Nos prix TTC s'entendent marchandises prises au magasin.

EXPEDITIONS. Règlement total à la commande. Port PTT, jusqu'à 5 kg, 25 F. Au-dessus de 5 kg, port payable à la livraison. C.C.P. : 20.021 98 H PARIS

HP 08-82

Prix établis au 1-08-82

— OUVERT EN AOUT —

Réalisez votre ordinateur individuel

CARTE RAM 256 K.OCTETS

APRES avoir étudié, dans notre précédent numéro, les principes et le schéma de la carte RAM 256 K, nous allons en aborder la réalisation aujourd'hui ; réalisation qui sera suivie par la mise en service, grâce à un programme de test relativement simple mais cependant très efficace.

Cette description va être complétée par de nombreuses informations diverses relatives à l'avenir de cet ordinateur et aux nombreuses questions que vous vous posez si l'on en croit votre courrier.

Généralités

Nous avons reçu ces derniers temps des critiques quant aux délais d'approvisionnement de certains composants indispensables à cette réalisation ; plutôt que de recopier les pages relatives à ces problèmes dans notre dernier article, nous vous demandons de bien vouloir vous y reporter si vous vous sentez concernés par ces problèmes. Précisons, par contre et une fois encore, qu'un mini-ordinateur n'est pas un ampli HiFi et que certains composants utilisés dans le montage sont « up to date ». Il peut donc arriver qu'ils soient en rupture de stock momentanée. Le problème est de savoir si vous souhaitez avoir un appareil moderne et bien conçu ou un système fait avec des fonds de tiroir...

Par ailleurs, nous vous rappelons que l'auteur, même s'il préconise des revendeurs pour le boîtier, le transformateur, les circuits imprimés et certains composants pour des raisons de facilité, n'est pas une boîte à lettres, et que vos critiques, remarques ou demandes d'informations concernant ces produits sont à adresser directement aux sociétés intéressées.

L'auteur vous informe également que, en raison de nombreux abus, aucune communication téléphonique, pour quel que motif que ce soit concernant cette réalisation, n'est acceptée à son domicile. Il en est de même des visites plus ou moins « impromptues », surtout le week-end !

Aucune carte ne doit être envoyée à l'auteur sans échange de correspondance préalable, et cette solution ne doit être envisagée qu'à titre tout à fait exceptionnel en cas de panne très grave.

Certaines personnes se sont plaintes de n'avoir pas reçu les « informations 6809 » ; précisons que celles-ci sont envoyées, parfois avec un délai pouvant atteindre quinze jours (lorsque le volume des demandes est très important), en réponse à toutes les demandes se conformant à nos indications (enveloppe format minimum 16 × 22 cm affranchie à 4,50 F ou accompagnée de 3 coupons réponse pour les résidants à l'étranger). Les demandes non conformes à ces indications sont envoyées directement dans la corbeille à papier ! Précisons à nos amis étrangers que les coupons réponse internationaux sont en vente dans tous les bureaux de postes de tous les pays du monde (et non seulement d'Europe).

Au sujet des mémoires type 2732 ou 2532, il nous faut apporter une fois encore une précision. La carte CPU09 peut recevoir les mémoires de tous types ; par contre, nous ne pouvons programmer pour l'instant les mémoires utilisant une tension de programmation de 21 V au lieu de 25. Ces mémoires sont, pour l'instant et à notre connaissance, les 2732A de chez Intel. S'il s'avérait que ces mémoires devenaient prépondérantes sur le marché, ce qui n'est pas encore le cas, nous nous équiperions en moyens de programmation adéquats. Pour l'instant, le jeu n'en vaut pas la chandelle et les critiques concernant cette « limitation » sont non fondées ; l'immense majorité des revendeurs ayant en stock des 2732 ou 2532 « normales » plutôt que des 2732 A Intel.

S'il n'y a pas de problème pour positionner le strap de la carte CPU09 pour les 2732 Motorola, Intel ou Texas, il peut arriver que vous ayez un doute si votre mémoire est d'une autre provenance. Pour lever celui-ci, la figure 1 vous indique comment faire pour les références de 2732 les plus courantes. Si votre mémoire n'est pas dans cette liste, posez-nous la question lorsque vous enverrez votre mémoire pour la faire programmer en TAVBUG09, nous avons le moyen de déterminer le type au moment de la programmation.

2732 type Intel	2732 type Motorola	Marque
I2732		Intel
AMD 2732 DC		AMD
D2732		NEC
MBM 2732		Fujitsu
HN 462732		Hitachi
2732		Mitsubichi
	MCM 2732	Motorola
	TMS 2732	Texas
	HN 462532	Hitachi

Fig. – Appartenance des mémoires à la famille Intel ou Motorola selon leur provenance.

L'avenir

Une question souvent posée concerne l'avenir de cette réalisation ; aussi, comme nous commençons à en avoir assez de l'exposer à longueur de lettre, allons-nous vous en parler un peu ci-après.

Nous avons annoncé, en début de cette série d'articles, que nous aurions un micro-ordinateur complet, avec ses disques souples opérationnels en fin d'année. Nous maintenons cette échéance à un mois près éventuellement pour la configuration suivante :

– carte CPU09 reliée à un terminal et à une imprimante ;
– carte RAM 256 K équipée de 64 K ;
– carte coupleur de disques souples ;
– une ou deux unités de disques souples simple ou double face, simple ou double densité ;
– le DOS du système ;

– de très nombreux programmes opérationnels tournant avec le DOS.

Cette configuration répond à 90 % des besoins des réalisateurs de ce genre de matériel. Les autres cartes prévues telles que :
– carte visu graphique couleur ;
– carte de programmation de PROM ;
– cartes d'interfaces diverses seront décrites à la suite début 1983 mais ne sont pas des cartes prépondérantes et indispensables à la bonne marche de l'ensemble.

Il est inutile de nous demander des informations sur ces cartes avant que les articles les concernant soient parus. En effet, ce genre de courrier nous fait perdre beaucoup de temps d'une part et nous conduit à un comportement que nous qualifions d'égoïste d'autre part. En effet, ce temps perdu pour quelques personnes serait utilisé pour faire avancer la réalisation, ce qui est profitable à l'immense majorité d'entre vous. Cette remarque s'applique aussi au logiciel qui sera disponible au moment opportun, soyez-en assurés.

A propos de celui-ci, la première édition des informations 6809 est volontairement incomplète pour deux raisons : la raison exposée ci-avant et également le fait que certains programmes sont dans leur dernière phase de mise au point ou d'adaptation et que nous préférons en parler lorsque nous sommes certains du fonctionnement. Une deuxième édition de ce document sera disponible prochainement et sera beaucoup plus étoffée (une quinzaine de pages de programmes) ; nous vous indiquerons sa date de disponibilité dans la revue et il est inutile de nous envoyer quoi que ce soit à ce propos avant cela.

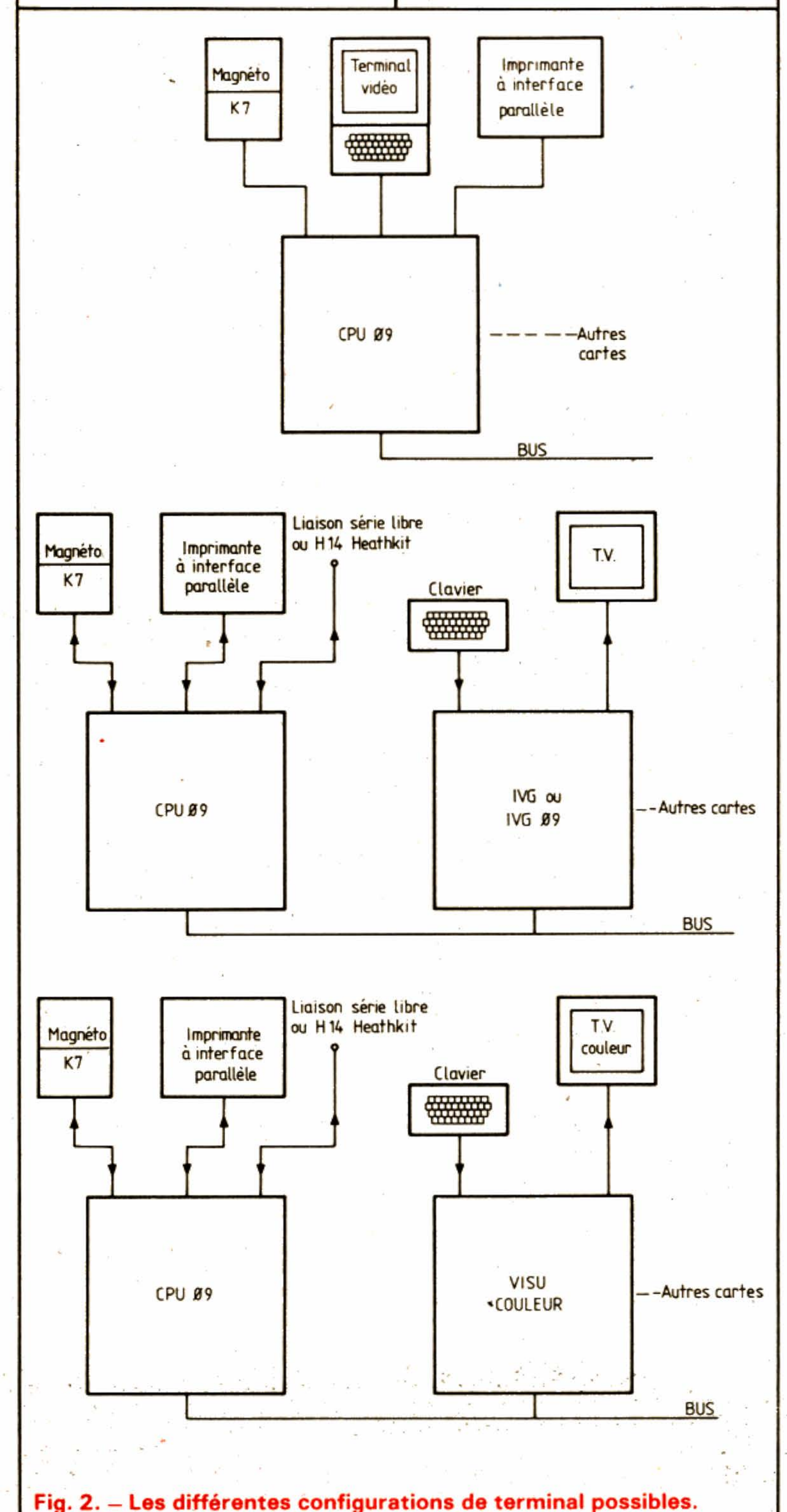


Fig. 2. – Les différentes configurations de terminal possibles.

Terminal et clavier

Ainsi que nous l'avons exposé au début de cette réalisation, il existe plusieurs configurations du système possibles au niveau du terminal. Configurations que nous allons préciser ci-après, car il semble que cette partie pose quelques problèmes à plusieurs d'entre vous.

Une première solution consiste à utiliser un terminal informatique standard relié à la carte CPU09. Ce terminal peut être un modèle du commerce quelconque ou le terminal que nous avons décrit en décembre 1981 dans la revue. Cette solution présente un avantage et deux inconvénients. L'avantage est de vous permettre de disposer d'un mini-ordinateur opérationnel immédiatement sans avoir à attendre la description d'une carte ultérieure. Les inconvénients sont au nombre de deux si vous êtes un « ancien » et que vous possédez une imprimante H 14, ou sont uniques si vous n'êtes pas dans ce cas. Si vous avez une H 14, il faut une liaison série asynchrone pour l'utiliser, or la seule liaison de ce type est celle de la carte CPU09 qui est justement prise par le terminal ! CQFD pour le premier inconvénient. Le deuxième inconvénient est que certains logiciels disque évolués font appel à des possibilités qui n'existent pas sur le terminal de décembre (changement de « couleur » vidéo, traitement du curseur, etc.) et exploitent le fait qu'il y ait 80 caractères par ligne. Ces logiciels seront bien utilisables avec le terminal de décembre mais seront moins agréables d'emploi.

La deuxième solution consiste à attendre la description de notre carte visu graphique couleur début 1983. C'est fort loin et, de plus, il ne faut pas se leurer : à moins d'acheter un vrai moniteur TV couleur, la définition de tout récepteur TV standard est insuffisante pour une utilisation semi-professionnelle d'un tel ensemble (carte + TV standard) en tant que terminal. Nous n'y sommes malheureusement pour rien puisque ce n'est pas notre électronique qui est en cause mais le manque de définition des tubes TV classiques. Si vous n'en êtes pas persuadés ; il vous suffit de regarder de près un écran TV couleur pour comprendre !

Cette constatation et le prix des moniteurs TV couleur nous ont fait réfléchir de près à la question et nous vous proposons les deux solutions suivantes.

Si vous êtes pressé et que vous souhaitez cependant avoir un terminal performant pouvant exploiter au mieux le logiciel que nous avons évoqué ci-avant, vous pouvez réaliser la carte IVG de notre ancien mini-ordinateur en suivant les indications fournies ci-après.

Si vous pouvez attendre encore un mois nous allons décrire une carte baptisée IVG09 qui sera un dérivé de la carte IVG de notre précédent système mais qui présentera quelques améliorations que certains considèrent comme indispensables. Cette carte vous sera présentée en détail dans notre prochain numéro.

Si nous résumons donc la situation devant laquelle nous nous trouvons aujourd'hui, nous pouvons examiner la figure 2 qui présente les divers cas possibles au niveau terminal.

Le premier cas est celui du terminal informatique quelconque

ou de décembre 1981 avec les avantages et inconvénients exposés ci-avant.

Le deuxième cas est celui de la carte IVG de l'ancien mini-ordinateur. C'est une solution immédiate et très satisfaisante puisque c'est celle que l'auteur utilise depuis plusieurs mois avec grand plaisir.

Le troisième cas est celui de la carte IVG09 qui présente les avantages du cas précédent avec en plus des améliorations au niveau de la qualité de la carte (caractères accentués, plus de « neige » à chaque écriture importante sur l'écran, etc.). Seul petit inconvénient : il vous faut attendre environ deux mois pour que cette solution soit opérationnelle.

Le quatrième cas est celui de la carte visu graphique couleur dont nous avons parlé ci-avant et qui ne sera opérationnelle que vers début 1983.

Par rapport à ce que nous avons annoncé au début de cette description, les deuxième et troisième cas sont un peu nouveaux et nous devons avouer qu'ils n'étaient pas prévus initialement (hormis le deuxième cas pour les réalisateurs de l'ancien mini-ordinateur déjà en possession de la carte IVG). Pourquoi cette nouveauté ? Principalement pour deux raisons : la première exposée ci-avant et relative à la définition insuffisante des récepteurs TV classiques, la deuxième, liée à des problèmes au niveau des circuits LSI contrôleurs de visu graphiques ; problèmes qui ne seront pas résolus avant longtemps. Pour nous éviter du courrier, précisons que la première raison nous était connue mais nous pensions tourner la difficulté car nous avions trouvé une source de vrais moniteurs couleur à prix compétitif ; malheureusement ces prix l'étaient sans doute trop puisque cette source a fait faillite !

Précisons avant d'en terminer avec cette partie qu'il sera tout à fait possible de travailler avec une carte IVG ou IVG09 comme terminal et avec une carte visu graphique couleur simultanément dans le même système si vous le souhaitez. Cette carte pouvant

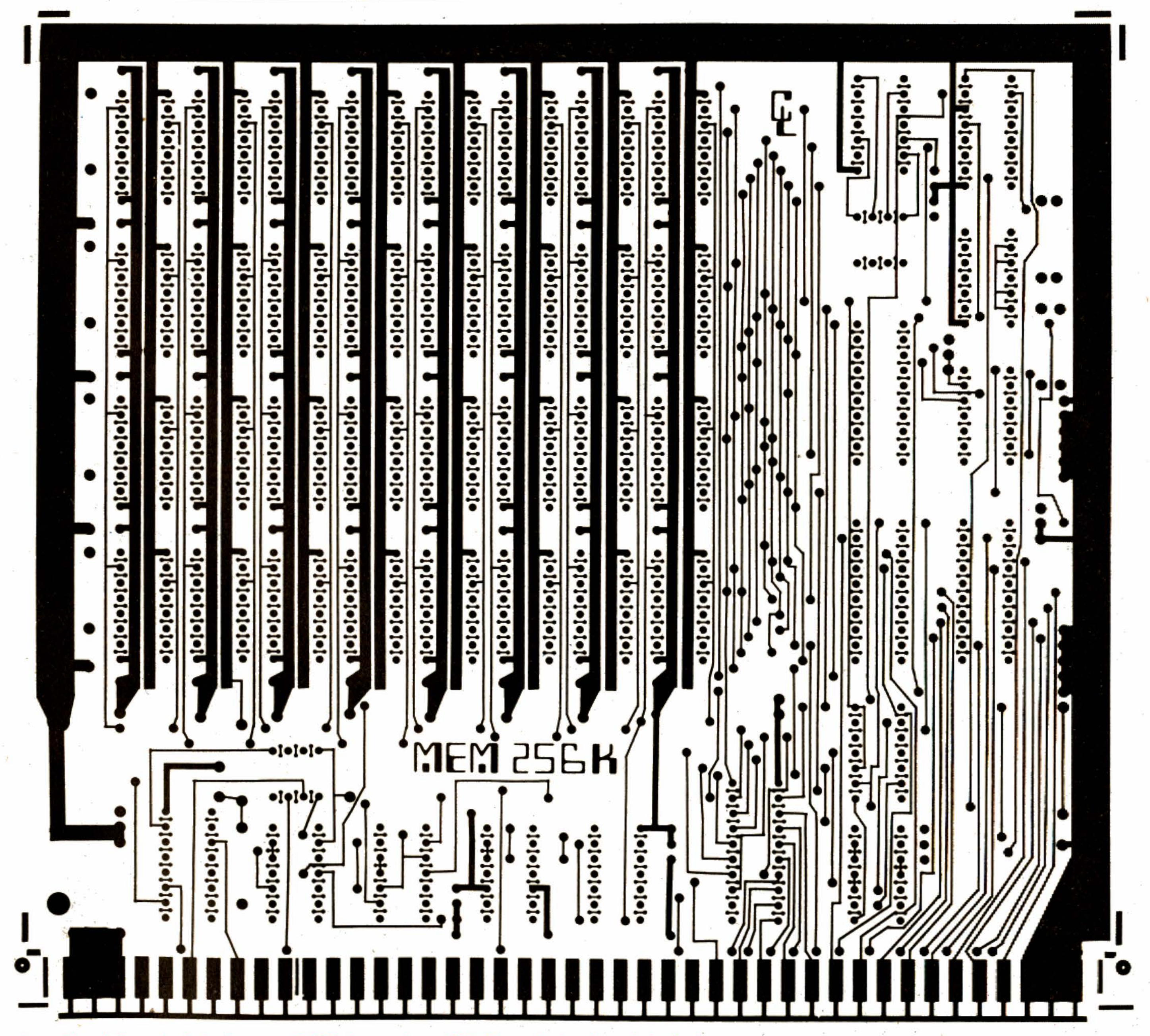


Fig. 3. – Circuit imprimé de la carte RAM dynamique 256 K vu côté cuivre échelle 1.

alors être réservée à des fonctions purement graphiques et se suffisant alors d'un récepteur TV ordinaire.

La situation à ce niveau étant clarifiée, abordons le problème du clavier. Notre système, dans sa version de base (carte CPU09 + logiciel simple sur cassette) peut se suffire d'un clavier ordinaire ne comportant même pas les minuscules. Il n'en est pas de même si vous souhaitez utiliser de façon intéressante ce système, et un clavier complet devient vite nécessaire. Par clavier complet, nous entendons clavier avec majuscules et minuscules, mais aussi avec des touches de fonctions qui permettront d'activer directement certaines commandes de programmes tels que : éditeur de texte, processeur de texte, gestion de stock, etc.

Jusqu'à maintenant, le problème n'était pas critique car Facim pouvait proposer un clavier convenable (le modèle maxi Switch initial) à un prix tout à fait compétitif. Malheureusement pour nous, la fabrication de ces claviers a été arrêtée. Une solution de remplacement rapide a été trouvée par Facim avec le clavier EJE 53 qui présente cependant le défaut de ne pas avoir de minuscules !

Excédé par cet état de fait, l'auteur a décidé de prendre le taureau par les cornes et pense vous proposer une solution le mois prochain ou, au plus tard, en octobre. Cela peut sembler un peu long mais il faut bien dire qu'en ce domaine nous ne sommes aidés ni supportés par quiconque et que nous sommes parfois proches du découragement, surtout quand nous recevons les critiques acides de certains d'entre vous.

Réalisation de la carte IVG

Bien que nous vous conseillons d'attendre le mois prochain pour réaliser la carte IVG09, nous allons vous donner ci-après quelques indications pour le cas où vous voudriez réaliser la carte IVG de notre ancien système

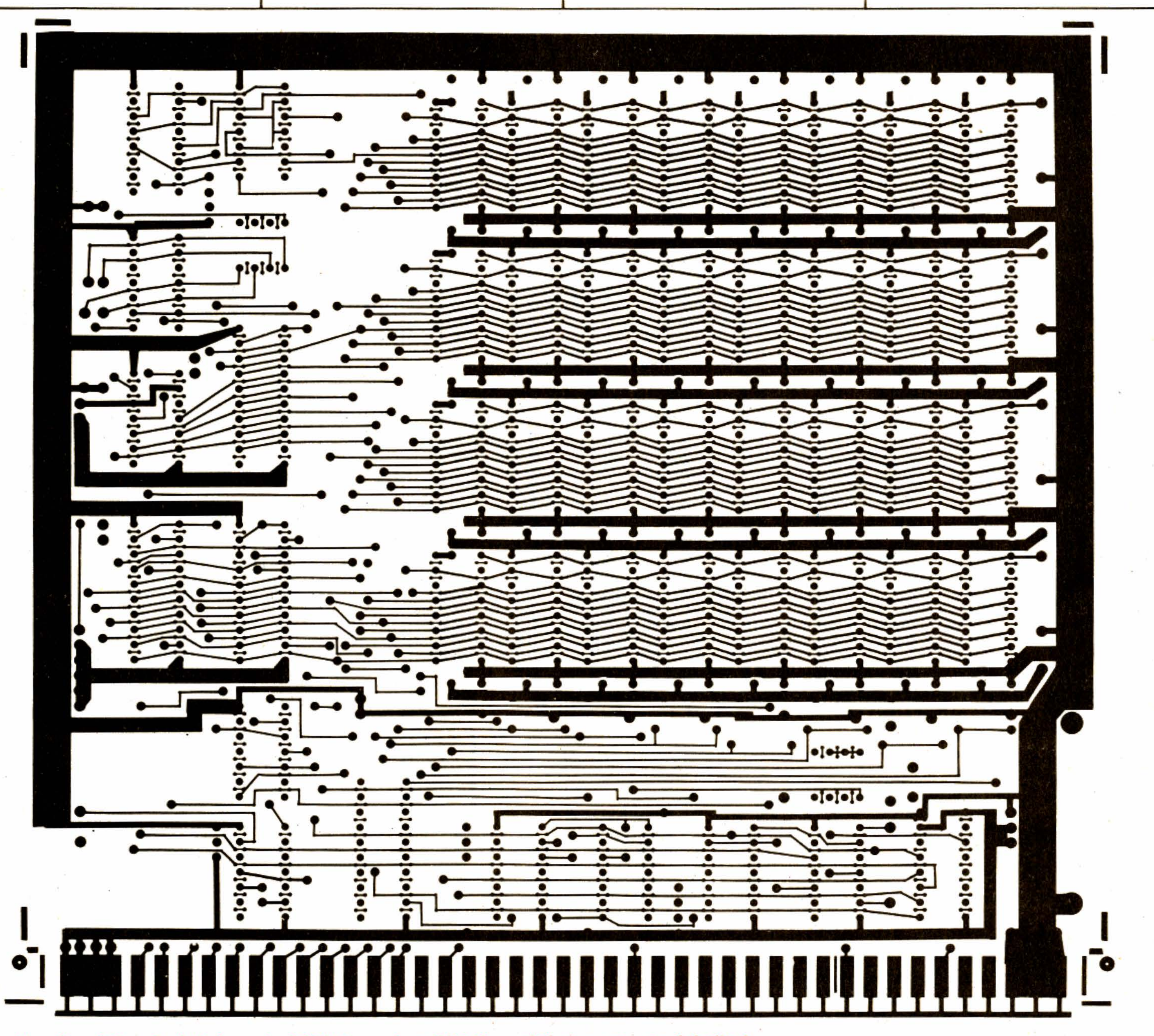


Fig. 4. – Circuit imprimé de la carte RAM dynamique 256 K vu côté composants, échelle 1.

pour des raisons qui vous sont propres.

Cette carte a été décrite dans les numéros de juin et août 1981 avec deux additifs dans les numéros de septembre et d'octobre. La seule modification à apporter à cette description est relative à la référence de la PROM 7611 de décodage d'adresses. Il faut en effet vous procurer une DECVIS09, comme nous l'avons indiqué le mois dernier pour les lecteurs déjà équipés de cette carte. Par ailleurs, il faut monter des amplis de bus compatibles avec ceux utilisés sur CPU09, à savoir :

– Si vous avez un 74245 ou un 74645 sur CPU09, il vous faut monter des 74243.

– Si vous avez un 74640 sur CPU09, il vous faut monter les 74242.

Le logiciel prévu dans TAVBUG09 supporte cette carte sans modification, de même qu'il supportera la future carte IVG09.

Cassettes ou disquettes ?

Nous avons prévu sur cet ordinateur une interface pour magnétophone à cassettes, interface qui fonctionne de façon tout à fait satisfaisante. Il faut cependant être réaliste. Nous avons indiqué, en début de cette série d'articles, que nous souhaitions réaliser un ensemble performant capable de rivaliser avec les meilleures productions commerciales du moment. Pour ce faire, il est évident que la seule solution consiste à travailler avec des disquettes. Le boîtier est d'ailleurs prévu d'origine pour recevoir deux lecteurs de disques souples. Le logiciel que nous proposons ou proposerons sera donc orienté version disquette. En effet, si des programmes simples tels que des jeux ou un petit Basic peuvent être proposés sur cassettes, des programmes plus importants s'accommodent mal

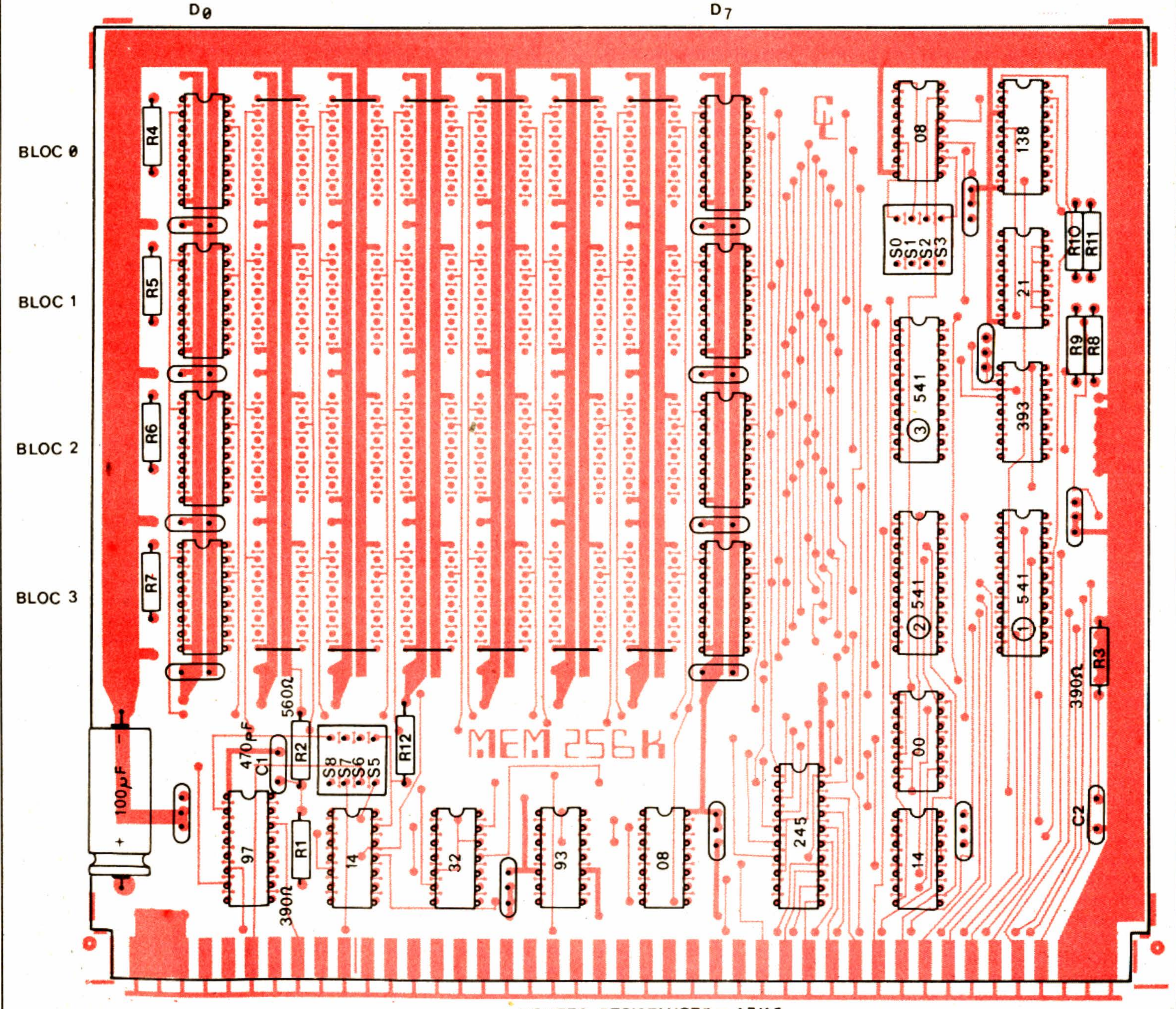


Fig. 5. – Implantation des composants.

d'un tel support. Comment, par exemple, faire de la gestion de stock avec des cassettes lorsqu'il faut plusieurs minutes pour explorer un fichier alors qu'avec des disquettes ce temps se chiffre en millisecondes ?

Nous vous proposerons donc sur cassettes des programmes de jeux variés dont certains seront cependant performants ou intéressants puisque nous irons jusqu'au jeu d'échecs. Nous vous proposerons aussi un éditeur de texte et un Basic « normal ». Mais, raisonnablement, nous nous arrêterons là et les autres programmes seront tous proposés sur disquettes, ce qui nous fera vraiment entrer dans le domaine de la micro-informatique semi-professionnelle, voire même mieux, avec certains programmes que nous avons en préparation. Conscient du prix des lecteurs de disquettes et du problème financier que cela peut poser à certains d'entre vous, nous avons pris des contacts avec un autre fournisseur que Technology Resources et nous pensons obtenir des prix nettement inférieurs à ceux proposés initialement. Ces lecteurs de disquettes sont mécaniquement et électriquement compatibles avec les Tandon et leur fiabilité est en cours de mise à l'épreuve chez l'auteur. Il ne faudrait pas, en effet, nuire à la qualité de l'ensemble pour réaliser des économies que vous regretteriez par la suite.

Précisons pour conclure cette partie qu'il est tout à fait possible, bien que ce ne soit pas la solution idéale, de travailler avec un seul lecteur de disquettes, ce qui permet d'étaler les dépenses dans le temps.

Problèmes de condensateurs

Toutes les cartes électroniques supportant des circuits logiques TTL sont équipées sur le + 5 V de condensateurs de découplage. Jusqu'à maintenant, la qualité de ces condensateurs n'était pas critique, mais, avec l'arrivée sur les cartes de circuits contenant huit amplis de bus tels les 74541 et 74245 utilisés sur la carte CPU09 et sur la RAM dynamique, cette qualité prend une importance toute nouvelle. En effet, lors de la commutation des signaux logiques (passages de 1 à 0 ou de 0 à 1) ces circuits peuvent absorber un courant très important pendant un temps très bref et créer ainsi, en l'absence d'un découplage de bonne qualité, des parasites perturbant tout le reste du montage. De récentes expériences réalisées maintenant à un nombre d'exemplaires suffisant nous conduisent à déconseiller fortement l'emploi de condensateurs au polycarbonate métallisé recommandés pourtant dans d'autres applications. Ces condensateurs sont en effet totalement inefficaces dans ce rôle de découplage et, de plus, semblent même avoir un effet néfaste. Nous préconisons donc, surtout au niveau de la carte RAM dynamique, l'emploi exclusif de condensateurs de découplages de modèles céramiques multicouches disponibles chez de nombreux constructeurs dont Siemens par exemple. Le réseau de revendeurs pour amateurs de cette marque étant très dense en France, nous ne pensons pas que vous ayez de problème d'approvisionnement de tels composants.

La RAM dynamique

Comme à l'accoutumée, nous vous indiquons en figures 3 et 4 les dessins à l'échelle 1 des deux faces du circuit imprimé de la RAM dynamique. Ce circuit doit impérativement être à trous métallisés et le dessin ne doit pas en être modifié. Ce circuit est disponible chez Facim, prêt à l'emploi, étamé au rouleau et avec le connecteur doré. Nous vous déconseillons de réaliser ce circuit vous-même, même si vous êtes bien équipé. En effet, les RAM dynamiques sont des composants MOS assez « capricieux », et nous ne pouvons garantir la reproductibilité du fonctionnement que sur le circuit Facim que nous avons soigneusement testé. Si vous voulez réaliser cette carte en wrappé, c'est possible mais uniquement si vous avez des connaissances suffisantes pour en comprendre parfaitement le fonctionnement, nous ne pourrons en effet accepter de dépanner de telles cartes wrappées, pas plus d'ailleurs que des cartes réalisées sur des circuits autres que celui préconisé.

Ces recommandations étant vues, vous pouvez passer au montage de la carte qui, comme pour tout circuit à trous métallisés, est fort simple. La figure 5 vous indique le plan d'implantation. Nous vous conseillons de monter les circuits logiques sur supports hormis si vous êtes sûr de leur qualité. De toute façon, les amplis de bus (8T97, 74245, 74541) sont à mettre sur supports, car ils risquent leur vie en cas de problème grave sur le bus (tournevis échappé dans le montage sous tension par exemple), et les mémoires sont, elles, à monter impérativement sur supports. On ne peut en effet affirmer, même pour des mémoires neuves et de marque, qu'elles seront bonnes à 100 %, et il faut donc prévoir la possibilité d'échange facile. Les supports, surtout pour les mémoires, seront de bonne qualité pour éviter tout problème de contact plus ou moins douteux.

A propos d'amplis de bus, précisons que cette carte étant une carte mémoire, l'ampli de bus de données peut être indifféremment un 74245, un 74640 ou un 74645, quels que soient les amplis qui sont ou seront montés sur vos autres cartes.

Le montage est donc à commencer par la mise en place des supports, puis des composants passifs en commençant par les condensateurs de découplage. Comme nous n'allons pour l'instant monter que les mémoires situées sur la deuxième rangée en partant du haut de la carte, il ne faut équiper que cette rangée en condensateurs. Par contre, il est primordial de mettre, comme indiqué sur le plan d'implantation, un condensateur par boîtier. De plus, nous vous rappelons que les condensateurs de découplage se câblent court (5 mm au-dessus du CI environ).

Ce montage d'un seul bloc en position 1 vient du fait que nous allons pour l'instant faire travailler le système avec une seule page mémoire qui est la page 1, la page 0 étant réservée aux cartes d'interface et surtout aux cartes de l'ancien mini-ordinateur qui ne possédaient pas cette possibilité de pagination. Les pages 2 et 3 seront équipées beaucoup plus tard selon l'évolution du système et de son logiciel.

Vous mettrez ensuite en place les résistances et les autres condensateurs. L'emplacement marqué C_2 restera vide, ce n'est pas une erreur ! Si vous utilisez des mini-interrupteurs en boîtier DIL pour S_0 à S_8, vous pourrez souder ceux-ci, sinon (emploi de straps) nous vous conseillons de monter des supports dans les-

```
>D EC00 ECEF

      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
EC00 00 00 00 00 00 00 A1 7C 86 EC 1F 8B 8E EC CA 3F   .......ù.......?
EC10 03 8D 66 25 F7 9F 00 8E EC DE 3F 03 8D 5B 25 F7   ..f%......?..°%.
EC20 9C 00 23 E8 30 01 9F 02 3F 06 9E 06 10 9E 00 17   ..#.0...?.......
EC30 00 81 A7 A0 10 9C 02 26 F6 86 10 10 8E FF FF 31   .......&.......1
EC40 3F 26 FC 4A 26 F5 9F 06 10 9E 00 8D 66 A1 A0 26   ?&.J&.......f..&
EC50 0B 10 9C 02 26 F5 86 2A 3F 01 20 CE 34 30 1F 21   ....&..*?. .40.!
EC60 30 1F 9F 04 8E EC 04 3F 05 A7 83 3F 04 A6 3F A7   0......?...?..?.
EC70 82 3F 04 3F 06 35 30 20 D8 8D 0D 34 02 8D 09 34   .?.?.50 ...4...4
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
EC80 02 35 06 1E 89 1F 01 39 8D 0D 48 48 48 48 1F 89   .5.....9..HHHH..
EC90 8D 05 34 04 AB E0 39 3F 00 80 30 2B 11 81 09 2F   ..4...9?..0+.../
ECA0 0A 81 11 2B 09 81 16 2E 05 80 07 1C FE 39 1A 01   ...+.........9..
ECB0 32 64 39 34 04 C6 08 96 07 48 98 07 48 48 09 06   2d94.....H..HH..
ECC0 09 07 5A 26 F2 35 04 96 06 39 41 44 52 45 53 53   ..Z&.5...9ADRESS
ECD0 45 20 44 45 20 44 45 42 55 54 20 3F 20 04 41 44   E DE DEBUT ? .AD
ECE0 52 45 53 53 45 20 44 45 20 46 49 4E 20 3F 20 04   RESSE DE FIN ? .
```

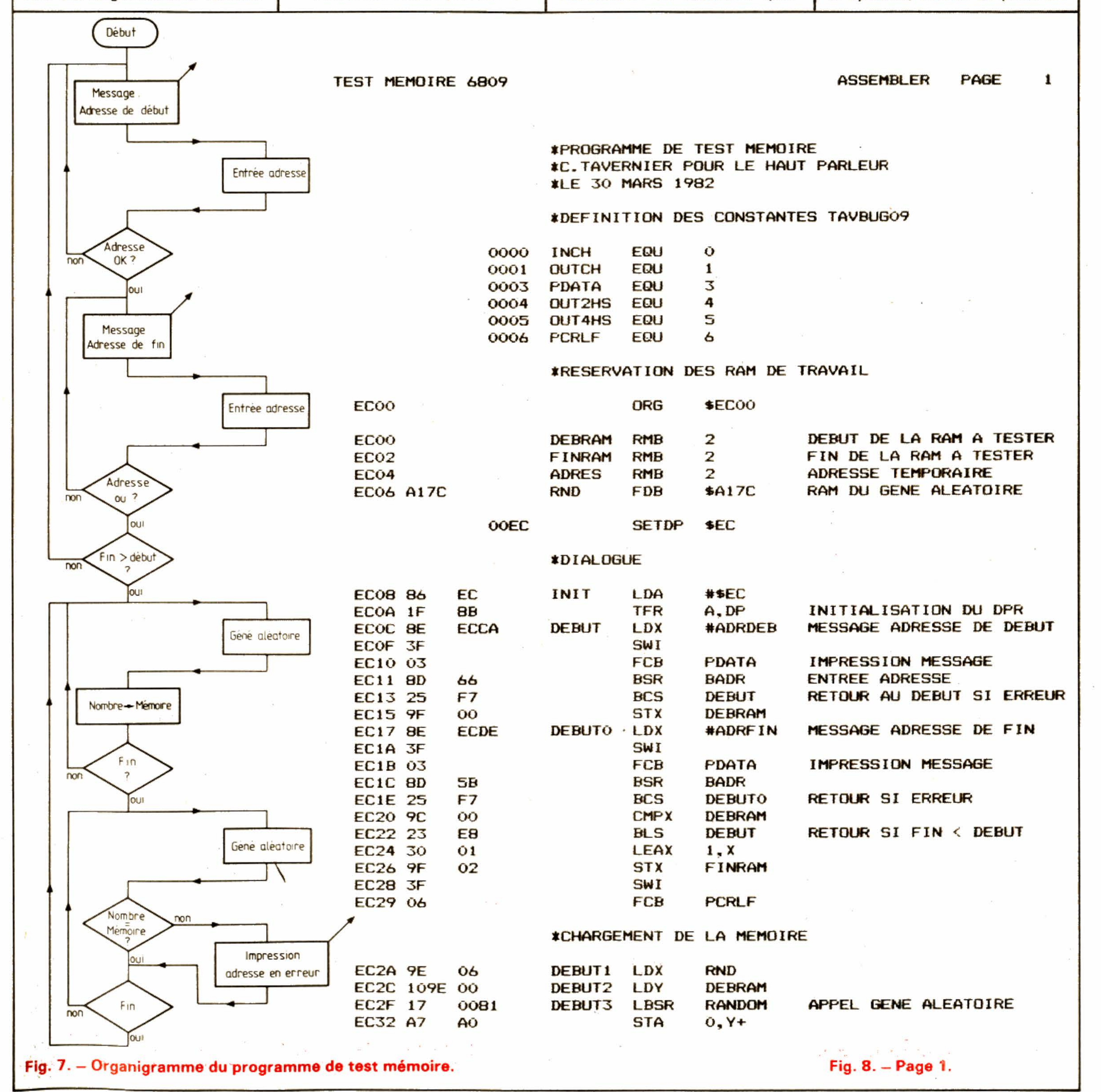
Fig. 6. – Listing hexadécimal du programme de test mémoire.

quels vous enficherez des cavaliers en fil nu en guise de straps. Cela vous évitera d'avoir à souder ou à dessouder ceux-ci de sur le CI à chaque modification de la configuration de la carte.

Lorsque cette implantation sera finie, que les soudures auront été soigneusement vérifiées et que l'absence de court-circuit entre pistes voisines aura été contrôlé à l'ohmmètre (le contrôle visuel ne suffit pas entre les pattes des mémoires vu la proximité des pistes), vous pourrez monter les circuits sur leurs supports hormis les mémoires.

Placez alors S_1 en position fermée (ou un strap à l'emplacement de S_1) ainsi que S_5 et S_6, tous les autres interrupteurs étant ouverts. Mettez la carte dans un connecteur quelconque du système et mettez celui-ci sous tension. Tout doit fonctionner comme par le passé. Assurez-vous-en en exécutant quelques commandes de TAVBUG09. Si le système ne fonctionne plus, inutile d'aller plus loin, vous avez un défaut sur votre carte, très certainement au niveau du 74245 ou de sa circuiterie de commande.

Si tout marche encore, arrêtez le système, mettez en place les




```
TEST MEMOIRE 6809                                    ASSEMBLER    PAGE     1

                              *PROGRAMME DE TEST MEMOIRE
                              *C.TAVERNIER POUR LE HAUT PARLEUR
                              *LE 30 MARS 1982

                              *DEFINITION DES CONSTANTES TAVBUG09

                      0000    INCH     EQU     0
                      0001    OUTCH    EQU     1
                      0003    PDATA    EQU     3
                      0004    OUT2HS   EQU     4
                      0005    OUT4HS   EQU     5
                      0006    PCRLF    EQU     6

                              *RESERVATION DES RAM DE TRAVAIL

ECOO                                   ORG     $ECOO

ECOO                          DEBRAM   RMB     2        DEBUT DE LA RAM A TESTER
EC02                          FINRAM   RMB     2        FIN DE LA RAM A TESTER
EC04                          ADRES    RMB     2        ADRESSE TEMPORAIRE
EC06 A17C                     RND      FDB     $A17C    RAM DU GENE ALEATOIRE

                      00EC             SETDP   $EC

                              *DIALOGUE

EC08 86     EC                INIT     LDA     #$EC
EC0A 1F     8B                         TFR     A,DP     INITIALISATION DU DPR
EC0C 8E     ECCA              DEBUT    LDX     #ADRDEB  MESSAGE ADRESSE DE DEBUT
EC0F 3F                                SWI
EC10 03                                FCB     PDATA    IMPRESSION MESSAGE
EC11 8D     66                         BSR     BADR     ENTREE ADRESSE
EC13 25     F7                         BCS     DEBUT    RETOUR AU DEBUT SI ERREUR
EC15 9F     00                         STX     DEBRAM
EC17 8E     ECDE              DEBUTO   LDX     #ADRFIN  MESSAGE ADRESSE DE FIN
EC1A 3F                                SWI
EC1B 03                                FCB     PDATA    IMPRESSION MESSAGE
EC1C 8D     5B                         BSR     BADR
EC1E 25     F7                         BCS     DEBUTO   RETOUR SI ERREUR
EC20 9C     00                         CMPX    DEBRAM
EC22 23     E8                         BLS     DEBUT    RETOUR SI FIN < DEBUT
EC24 30     01                         LEAX    1,X
EC26 9F     02                         STX     FINRAM
EC28 3F                                SWI
EC29 06                                FCB     PCRLF

                              *CHARGEMENT DE LA MEMOIRE

EC2A 9E     06                DEBUT1   LDX     RND
EC2C 109E   00                DEBUT2   LDY     DEBRAM
EC2F 17     0081              DEBUT3   LBSR    RANDOM   APPEL GENE ALEATOIRE
EC32 A7     A0                         STA     0,Y+
```

Fig. 7. – Organigramme du programme de test mémoire.

Fig. 8. – Page 1.

mémoires avec des précautions proportionnelles au prix de celles-ci et mettez à nouveau sous tension. Essayez, avec la commande M de TAVBUG09, d'écrire une adresse quelconque comprise entre 0000 et DFFF. Vérifiez que c'est possible, attendez quelques secondes et relisez ce que vous avez écrit. Utilisez ensuite la commande I pour initialiser la RAM de 0000 à DFFF, attendez 10 secondes et relisez cette RAM avec la commande D pour constater que tout est normal. Renouvelez cette expérience plusieurs fois avec comme valeurs d'initialisation 00, FF, 55, AA. Si tout est correct, il y a 99 % de chances que votre RAM soit opérationnelle mais, pour nous en assurer, nous vous proposons ci-après un petit test mémoire assez performant.

Si ces tests ne donnent pas les résultats escomptés, il y a un défaut (mais ça vous vous en seriez douté !) et nous pouvons vous donner une petite indication pour guider vos recherches. Si vous pouvez bien écrire et relire la RAM, mais si le contenu se dégrade avec le temps, la circuiterie de rafraîchissement doit être en panne et il faut chercher autour du 74393, du 7493, du 74541 relié au 393 et des circuits qui y sont associés. Si, par contre, vous ne pouvez écrire quoi que ce soit dans la RAM, tout doit être mis en cause. Si certains bits s'écrivent mal de façon permanente, c'est-à-dire restent en permanence à 0 ou à 1, vous avez sans doute un court-circuit sur une ligne de données ou le 74245 est défectueux. Si, par contre, vous avez un bit et un seul défectueux à quelques adresses seulement, c'est très probablement le boîtier mémoire lui correspondant qui est mauvais. Pour vous en assurer, échangez, en les repérant, les boîtiers entre eux. Si le défaut se déplace vous avez trouvé et il vous faut demander l'échange de la mémoire à votre fournisseur. Pour ce faire, il est souhaitable de relever les adresses en défaut car cela peut vous être demandé.

Il est évident qu'une carte mémoire d'une telle taille ne peut être considérée comme testée de façon certaine avec les petites manipulations que nous vous avons fait réaliser ci-avant. Aussi allons-nous vous proposer ci-après un programme de test beaucoup plus méchant qui vous permettra d'affirmer de façon quasi certaine que votre carte est opérationnelle.

Nous vous conseillons de stocker ce programme sur cassette après utilisation afin de le conserver prêt à l'emploi en cas de problème ultérieur, puisqu'il vous permettra de mettre rapidement la RAM hors de cause ou non.

Programme de test

Tout d'abord, il vous faut savoir qu'il n'existe malheureusement aucun test parfait pour des mémoires d'une telle taille. En effet, si l'on voulait pouvoir affirmer avec une certitude mathématique de 100 % qu'une carte mémoire est bonne, il faudrait écrire toutes les combinaisons de données pouvant exister dans une telle mémoire et vérifier leur validité après quelques secondes. Vu le nombre de possibilités, une telle démarche demanderait des mois de fonctionnement permanent d'un programme de test. Heureusement, l'expérience aidant, on sait que si certains tests passent bien pendant quelques heures, la probabilité de fonctionnement correct est voisine de 100 % et l'on se satisfait avec cela.

Ne soyez pas déçus, ce raisonnement est appliqué sur les appareils commerciaux, du plus petit système à usage amateur

```
TEST MEMOIRE 6809                                    ASSEMBLER   PAGE    2

 EC34 109C 02                   CMPY   FINRAM
 EC37 26   F6                   BNE    DEBUT3     PAS FINI

                      *TEMPORISATION QQUE SECONDES

 EC39 86   10                   LDA    #$10
 EC3B 108E FFFF       TEMPO     LDY    #$FFFF
 EC3F 31   3F         TEMP1     LEAY   -1,Y
 EC41 26   FC                   BNE    TEMP1
 EC43 4A                        DECA
 EC44 26   F5                   BNE    TEMPO

                      *COMPARAISON DES VALEURS MEMORISEES

 EC46 9F   06         COMP      STX    RND        REINITIALISATON GENE ALEATOIRE
 EC48 109E 00                   LDY    DEBRAM
 EC4B 8D   66         COMPO     BSR    RANDOM
 EC4D A1   A0                   CMPA   0,Y+
 EC4F 26   0B                   BNE    ERREUR
 EC51 109C 02         COMP1     CMPY   FINRAM
 EC54 26   F5                   BNE    COMPO
 EC56 86   2A                   LDA    #'*
 EC58 3F                        SWI
 EC59 01                        FCB    OUTCH
 EC5A 20   CE                   BRA    DEBUT1     RETOUR AU DEBUT

                      *AFFICHAGE DES ERREURS

 EC5C 34   30         ERREUR    PSHS   Y,X
 EC5E 1F   21                   TFR    Y,X
 EC60 30   1F                   LEAX   -1,X
 EC62 9F   04                   STX    ADRES
 EC64 8E   EC04                 LDX    #ADRES
 EC67 3F                        SWI
 EC68 05                        FCB    OUT4HS     SORTIE 4 CARACTERES HEXA
 EC69 A7   83                   STA    0,--X
 EC6B 3F                        SWI
 EC6C 04                        FCB    OUT2HS     SORTIE 2 CARACTERES HEXA
 EC6D A6   3F                   LDA    -1,Y       VALEUR CONTENUE EN MEMOIRE
 EC6F A7   82                   STA    0,-X
 EC71 3F                        SWI
 EC72 04                        FCB    OUT2HS     SORTIE 2 CARACTERES HEXA
 EC73 3F                        SWI
 EC74 06                        FCB    PCRLF
 EC75 35   30                   PULS   X,Y
 EC77 20   D8                   BRA    COMP1

                      *ENTREE DES ADRESSES

 EC79 8D   0D         BADR      BSR    OCTET
 EC7B 34   02                   PSHS   A
 EC7D 8D   09                   BSR    OCTET
 EC7F 34   02                   PSHS   A
 EC81 35   06                   PULS   D
```

Fig. 8. – Page 2.

au gros calculateur de centre informatique.

Nous avons choisi un test qui demande quelques heures de fonctionnement selon l'étendue de la RAM testée et qui donne un compte rendu écrit de toutes les adresses trouvées en défaut s'il y en a. Le principe du test est simple : un générateur de nombres pseudo aléatoires est utilisé pour remplir la zone mémoire à tester. Après une attente d'une dizaine de secondes, le contenu de la RAM est comparé avec les valeurs qui devraient s'y trouver et toutes les adresses où il y a des différences sont imprimées. Le test boucle ensuite sur lui-même indéfiniment selon le même processus. Compte tenu du générateur utilisé et de la taille de la mémoire, il faut, pour acquérir une information valable, laisser tourner ce test en moyenne 1 heure pour 4 K-octets. Cela ne veut pas dire qu'il va falloir le faire tourner 16 heures pour la carte RAM équipée de 64 K-octets. En effet, une bonne méthode consiste à le faire tourner une heure environ sur toute l'étendue des 64 K, puis, si des défauts apparaissent, de le faire tourner plus longtemps sur des zones de taille réduite qui encadrent les adresses en défaut. Cette façon de procéder par approximations successives permet de mettre en évidence de façon très précise une zone défectueuse.

Il est évident que ce test n'est à utiliser que si les expérimentations précédentes se sont bien passées ; il est en effet illusoire de le faire tourner sur une carte qui aurait, par exemple, de graves problèmes de rafraîchissement car il indiquerait un très grand nombre d'adresses en erreur qui ne vous seraient d'aucun secours.

Ce test est à employer de la façon suivante : il faut entrer en mémoire les valeurs indiquées sur le « listing » de la figure 6 à partir de l'adresse EC00 et jusqu'à l'adresse ECEF.

Sauvegardez alors le contenu de cette zone sur cassette pour disposer ainsi ultérieurement de ce programme de test.

Le lancement du programme se fait par une commande G de TAVBUG09 à l'adresse EC08. Le programme vous demande alors l'adresse de début de la zone à tester puis l'adresse de fin. Répondez par la valeur hexadécimale de celles-ci en frappant quatre chiffres (les lettres de A à F étant frappées en majuscules) sans espace. Attention ! contrairement à TAVBUG09, et parce que nous avons voulu faire un programme simple, il faut toujours frapper quatre chiffres pour l'adresse, ainsi 10 sera frappé 0010. En cas de frappe d'un caractère non hexadécimal ou si l'adresse de fin est inférieure à l'adresse de début, le programme ne s'exécute pas mais repose les questions correspondantes. Attention ! Il ne faut pas demander de test dans la mémoire résidant de EC00 à EFFF car le test y est contenu ainsi que les variables de TAVBUG09. Dès le premier passage, cela conduirait à un « plantage » irrémédiable du système qui imposerait un RESET pour en sortir !

Si le test se passe bien, une astérisque est imprimée sur le terminal à chaque passage d'une séquence complète. Si le test se passe mal, chaque adresse en défaut est affichée suivie de la valeur qui aurait dû s'y trouver puis de la valeur qui y est réellement.

Une fois que vous aurez utilisé ce programme et que vous aurez obtenu satisfaction, nous pensons qu'il est intéressant que vous voyiez comment il est réa-

```
TEST MEMOIRE 6809                                    ASSEMBLER    PAGE     3

 EC83 1E    89                   EXG     A,B
 EC85 1F    01                   TFR     D,X
 EC87 39                         RTS

 EC88 8D    0D          OCTET    BSR     INHEX
 EC8A 48                OCTET2   ASLA
 EC8B 48                         ASLA
 EC8C 48                         ASLA
 EC8D 48                         ASLA
 EC8E 1F    89                   TFR     A,B
 EC90 8D    05                   BSR     INHEX
 EC92 34    04 ABE0              ABA
 EC96 39                         RTS

 EC97 3F                INHEX    SWI
 EC98 00                         FCB     INCH
 EC99 80    30                   SUBA    #$30
 EC9B 2B    11                   BMI     PASHEX      INFERIEUR A ZERO
 EC9D 81    09                   CMPA    #$09
 EC9F 2F    0A                   BLE     HEXA
 ECA1 81    11                   CMPA    #$11
 ECA3 2B    09                   BMI     PASHEX      PAS HEXA
 ECA5 81    16                   CMPA    #$16
 ECA7 2E    05                   BGT     PASHEX      SUPERIEUR A F
 ECA9 80    07                   SUBA    #7
 ECAB 1C    FE          HEXA     CLC
 ECAD 39                         RTS
 ECAE 1A    01          PASHEX   SEC
 ECB0 32    64                   LEAS    +4,S
 ECB2 39                         RTS

                        *GENERATEUR DE NOMBRES ALEATOIRES

 ECB3 34    04          RANDOM   PSHS    B
 ECB5 C6    08                   LDB     #8
 ECB7 96    07          RPT      LDA     RND+1
 ECB9 48                         ASLA
 ECBA 98    07                   EORA    RND+1
 ECBC 48                         ASLA
 ECBD 48                         ASLA
 ECBE 09    06                   ROL     RND
 ECC0 09    07                   ROL     RND+1
 ECC2 5A                         DECB
 ECC3 26    F2                   BNE     RPT
 ECC5 35    04                   PULS    B
 ECC7 96    06                   LDA     RND
 ECC9 39                         RTS

                        *DEFINITION DES MESSAGES

 ECCA 41 44 52 45       ADRDEB   FCC     /ADRESSE DE DEBUT ? /
 ECDD 04                         FCB     4
 ECDE 41 44 52 45       ADRFIN   FCC     /ADRESSE DE FIN ? /
 ECEF 04                         FCB     4
```

Fig. 8. – Listing du programme de test mémoire.

lisé. Pour ce faire, nous en avons tracé l'organigramme figure 7. Organigramme que nous allons commenter ci-après.

La première opération est l'impression du message demandant l'adresse de début puis l'entrée de celle-ci grâce à un sous-programme adéquat qui effectue le test de la validité des caractères hexadécimaux. En cas de défaut, le message est répété. Ensuite, impression du message demandant l'adresse de fin, puis même sous-programme et même test, mais, dans ce cas, un test supplémentaire est réalisé pour comparer les adresses de fin et de début et, si elles ne sont pas dans le bon ordre, le programme recommence au début. Ensuite, le générateur de nombres aléatoires est appelé pour chaque adresse comprise dans la zone testée et la valeur fournie par ce générateur est placée à cette adresse. Lorsque toute la mémoire est ainsi remplie, le générateur est réinitialisé et les valeurs qu'il fournit à nouveau sont comparées avec celles qui ont été mémorisées. Toute différence se traduisant par l'impression de l'adresse en défaut, de la valeur qui y est lue et de ce qui aurait dû s'y trouver. Le test reboucle ensuite sous la partie initiale puisque les adresses de début et de fin sont déjà connues.

Un point de cet exposé peut sembler étrange à un non-informaticien. C'est lorsque nous parlons de réinitialisation du générateur de nombres aléatoires qui, semble-t-il, est capable de fournir deux fois de suite la même séquence de nombres. Il faut savoir qu'en informatique rien ne peut être vraiment aléatoire si on ne fait pas appel à un événement extérieur imprévisible par la machine et qu'en conséquence, un générateur de nombres aléatoires génère en fait une séquence pseudo aléatoire calculée à partir d'une valeur initiale (le SEED des Américains). Si l'on prend soin de mémoriser cette valeur initiale qui est quelconque en général, on est tout à fait capable de produire autant de séquences identiques à elles-mêmes que l'on désire. C'est ce procédé qui est employé ici.

Un peu d'assembleur

Il est évident qu'un programme aussi simple devant tenir en peu de place a été écrit en langage machine au moyen d'un assembleur qui est d'ailleurs celui que nous vous proposerons sur disquette. Pour commencer à vous familiariser avec ce langage, nous vous donnons en figure 8 le listing commenté de ce programme, listing sur lequel vous devez retrouver sans mal les différents points exposés sur l'organigramme. Ce listing est surtout compréhensible par les réalisateurs de l'ancien système qui sont habitués à ce langage puisque nous n'avons pas encore décrit le jeu d'instructions complet du 6809 ni la syntaxe assembleur. Ce sera fait ultérieurement lorsque la réalisation sera un peu plus avancée et vous pourrez à ce moment-là utiliser ce listing comme un exemple pour y effectuer vos premières armes en programmation avec l'assembleur.

N° interrupteur	Fonction	A_{16}	A_{17}
S_0	Validation bloc mémoire 0	0	0
S_1	Validation bloc mémoire 1	1	0
S_2	Validation bloc mémoire 2	0	1
S_3	Validation bloc mémoire 3	1	1

Les 4 interrupteurs sont indépendants.

S_5 ouvert	Pas de signal de validation d'adresse
S_5 fermé	Signal de validation choisi par S_6, S_7, S_8

	Signal de validation utilisé
S_6	VMA
S_7	VUA
S_8	VXA

Un seul interrupteur sur trois doit être fermé.

Fig. 9. – Rôle des interrupteurs de la carte RAM 256K.

Fig. 10. – Brochage des semi-conducteurs utilisés.

Complément d'information

Un certain nombre d'interrupteurs existent sur la carte et si l'examen du schéma théorique permet d'en préciser le rôle, nous avons voulu grouper dans le tableau de la figure 9 toutes les indications les concernant ; indications que nous allons commenter ici.

S_0, S_1, S_2, S_3 servent à valider les blocs mémoires de même numéro, S_0 valide le bloc 0, S_1 le bloc 1, etc. Pour l'instant, avec un seul bloc équipé, seul S_1 doit être positionné.

S_5 définit si la carte va utiliser un signal de validation d'adresse ou non. Dans le cas S_5 ouvert, la carte est uniquement compatible 6809 ; dans le cas où S_5 est fermé, ce sont S_6, S_7 et S_8 qui décident du signal de validation qui peut être VMA, VUA ou VXA. Ces appellations et ces signaux sont là pour rendre notre carte compatible EXORciser d'une part et parce que certains d'entre eux seront exploités ultérieurement d'autre part. Pour l'instant, nous travaillons avec validation des adresses par VMA. La ligne VXA n'est présente que pour la compatibilité EXORciser et ne sera pas utilisée dans le système, cela explique pourquoi elle arrive sur une broche du connecteur non reliée sur le circuit imprimé du bus.

A propos des amplis de bus

Si les amplis de bus d'adresses ne prêtent pas à confusion, il n'en est pas de même des amplis de bus de données puisque ceux-ci existent en deux types : inverseurs et non-inverseurs. Si vous souhaitez utiliser votre mini-ordinateur seul, vous pouvez monter des amplis de type qui vous convient, la seule contrainte étant de mettre sur toutes les cartes des amplis de même type, c'est-à-dire des inverseurs sur toutes les cartes ou des non-inverseurs sur toutes les cartes. Si vous souhaitez que votre ordinateur soit compatible du bus EXORciser de Motorola et puisse donc, de ce fait, recevoir des cartes de la gamme micromodules de ce fabricant, il vous faut impérativement monter des amplis inverseurs sur toutes les cartes.

Une seule exception à la règle : les cartes mémoire RAM qui peuvent être équipées d'amplis de n'importe quels types, et ce, quelle que soit votre configuration de système puisque les données traversent toujours deux fois ces amplis et donc ne sont pas influencés par la fonction des amplis.

Pour être encore plus précis, les amplis de données non inverseurs existent sous deux références : 74LS245 et 74LS645, la deuxième référence étant plus récente que la première qui est en voie de disparition. Les amplis de données inverseurs existent sous une seule référence (tout au moins pour les modèles que nous utilisons) qui est 74LS640.

Conclusion

Nous voici arrivés au terme de cet article estival. Nous pensons avoir mis au point un certain nombre de problèmes qui, si nous en croyons le courrier reçu, étaient parmi les préoccupations majeures de certains d'entre vous. Le mois prochain, nous étudierons la nouvelle carte IVG09 et nous essaierons de vous présenter une solution valable pour le problème du clavier évoqué ci-avant. En attendant, nous vous souhaitons d'agréables vacances auprès de cartes RAM 256 K en parfait état de marche...

(à suivre)

C. TAVERNIER

Nota : Nous avons le plaisir d'informer nos lecteurs belges que la société Elektrokit, bd Tirou 142, 6000 Charleroi, distribue les composants nécessaires à la réalisation de l'ordinateur individuel, boîtier et circuits imprimés compris.

Bloc-notes

Un nouveau moniteur logique 16 voies commutable CMOS/TTL/variable

Importé par Gradco France, le tout nouveau moniteur logique LM-2A de Global Specialties Corporation rassemble dans un boîtier de très faible encombrement 16 témoins d'état logique.

Une pince de test rapide prélève directement sur le circuit en boîtier DIL de 8-14 ou 16 broches les états logiques statiques et dynamiques présents, ceux-ci sont affichés par 16 diodes électroluminescentes. Logique 1 (tension la plus positive), LED correspondant allumé. Logique 0 (tension la plus négative ou circuit ouvert), LED éteint. Un connecteur universel permet, en outre, de suivre jusqu'à 16 points de test différents sur une carte complète, au niveau d'un BUS barre, comme des entrées/sorties par exemple.

Un sélecteur de seuil de référence donne au LM-A2 de très nombreuses possibilités d'applications, en fonction de la famille logique du circuit en cours d'examen.

– TTL : pré-réglé à 2,3 VDC ± 0,1 VDC
– CMOS : 70 % Vcc ± 0,2 VDC
– Variable : réglage continu de 1 VDC à 9 VDC ± 0,2 VDC.

En logique CMOS, un échantillonnage permanent du Vcc est assuré par une liaison câblée, garantissant le respect du seuil de 70 %.

En mode variable, un réglage continu par vernier de 1 VDC à 9 VDC donne au LM-2A une très grande lattitude d'utilisation lui permettant de suivre pratiquement tous les niveaux logiques standards et hybrides. Une borne de test assure le suivi exact de la tension de référence.

Les entrées du LM-2A sont protégées jusqu'à ± 26 V sous impédance 1 MΩ . La tension d'alimentation requise est de 9,3 VDC, donnant à l'instrument de très vastes possibilités dans le domaine de l'étude comme de la maintenance sur site et en laboratoire.

Le LM-2A est fourni complet avec liaison câblée de 607 mm terminée par une pince de test rapide de 16 broches.

Une montre Radio : Piratron P. 2298

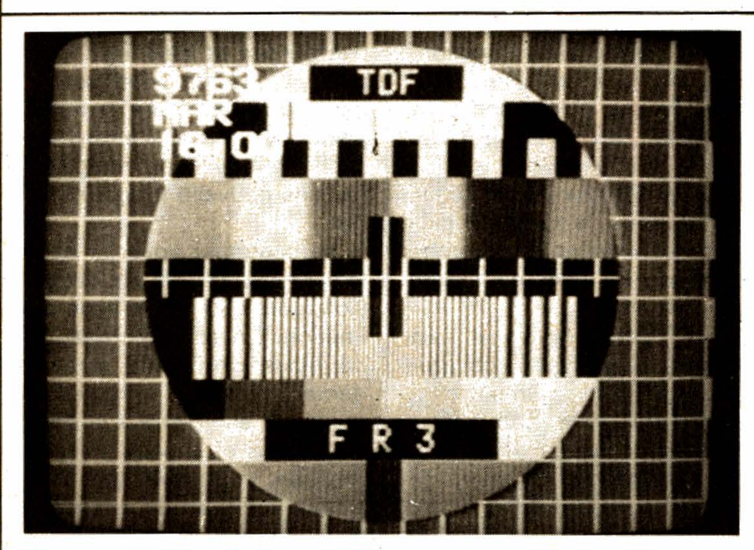


Cette montre à affichage par cristaux liquides indique les heures, minutes et secondes, la date ; jour de la semaine et mois elle peut également être utilisée en réveil (sur 24 heures).

Le récepteur radio permet de capter la gamme des petites ondes, un bouton permet la recherche des stations, un autre le réglage de la puissance. L'écoute se fait sur écouteurs extra-légers. Une pile séparée alimente le récepteur radio.

Cette montre radio est distribuée dans le réseau des horlogers bijoutiers à un prix inférieur à 300 F écouteurs compris.

Pour tout renseignement : Piratron Microma, 67330 Ernolsmeim-les-Saverne.



Un exemple d'inscription sur l'écran.

On a ajouté d'autres touches, celles de couleur et de petites pièces transparentes pour laisser passer la lueur des diodes LED.

L'alimentation de bord est stabilisée par un gros régulateur en circuit hybride, un composant que l'on rencontre, pour la première fois ici, mais aussi sur d'autres magnétoscopes.

Cette partie du magnétoscope est souvent occupée par le tuner qui se cache ici derrière la mécanique. Cette dernière a bénéficié d'une recherche de miniaturisation (il faut bien penser aux portatifs) et l'on trouve ici un moteur de tambour vidéo ultraplat à bobinage plat et sans collecteur.

La mécanique utilise quatre moteurs, la multiplication du nombre des moteurs simplifie la mécanique et limite le nombre des embrayages.

Toute la partie inférieure du magnétoscope est un grand circuit imprimé sur lequel nous avons été surpris de trouver une place vide.

Beaucoup de connexions sont ici assurées par des câbles en nappe, technique rationnelle et économique, les connecteurs sont à autodénudage, plus besoin de souder les câbles.

Beaucoup de circuits intégrés, faits sur mesure, sont là, comme par exemple, les deux microprocesseurs de bord.

L'oscillateur du microprocesseur n'est plus un quartz mais un résonateur céramique, un composant que l'on devrait rencontrer de plus en plus souvent autour des microprocesseurs.

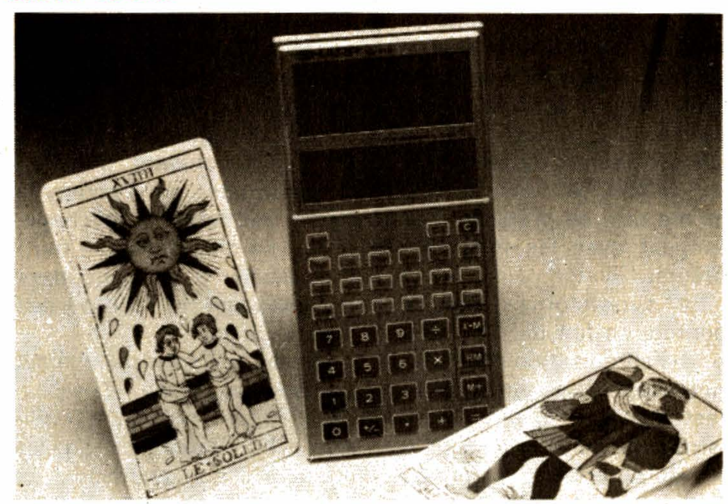
Conclusions

Le magnétoscope n'a pas fini de nous étonner. Ici, Akai nous propose une manipulation tout à fait originale grâce à un microprocesseur gérant l'affichage direct sur l'écran de télévision. Ce microprocesseur simplifie, pour un utilisateur « normal », les opérations rebutantes que sont les recherches de stations ou la programmation. Avec le VS 2S, les programmations se déroulent comme dans un rêve ou presque !

E. LEMERY

Bloc-notes

Une calculatrice scientifique à énergie solaire : SHARP EL 515



Unique sur le marché mondial, cette calculatrice scientifique toute nouvelle fonctionne à la lumière naturelle ou artificielle.

Elégante et pratique, c'est une véritable scientifique, 10 chiffres (mantisse à 8 chiffres, exposant à 2 chiffres), 4 niveaux d'opérations en cours. Outre une préprogrammation de 50 fonctions, elle possède une capacité de 15 ouvertures de parenthèses en une opération. Il est aussi possible de rappeler des formules algébriques à n'importe quel moment d'une opération pour la vérification, la correction, l'insertion ou l'annulation.

Elle se trouve tout à fait à l'aise dans la foule de calculs que l'on rencontre couramment dans les mathématiques, les statistiques, les calculs de probabilités, la physique et les affaires.

Compacte, d'un emploi pratique, sans piles à remplacer, ses possibilités scientifiques sont à l'image de sa source d'énergie, illimitées... ou presque.

CABASSE au C.E.S.

Pour la sixième année consécutive, Cabasse était présent au C.E.S. de Chicago. Rappelons qu'en 1980 lui était décerné le prix du Design and Engineering Exhibition.

Les fabricants de matériel haut de gamme étaient réunis au centre de Chicago dans l'hôtel Conrad Hilton, alors que l'exposition du matériel grand public se tenait comme à l'accoutumée au McCormick Hall et à la McCormick Inn.

Une nouveauté importante cette année, Cabasse exposait avec Tandberg of America, Inc., son nouvel importateur aux USA.

On sait que Cabasse était déjà représenté en Allemagne par Tandberg Radiodeutschland GmbH avec qui ils exposeront au HiFi Vidéo à Düsseldorf. Le succès obtenu par la firme allemande pour la distribution du matériel Cabasse a incité sa société sœur américaine à solliciter pour les Etats-Unis la représentation de Cabasse.

De l'avis général des visiteurs à Chicago, ce mariage entre deux marques, dont la philosophie est identique, a été extrêmement bien ressenti.

Les revendeurs distribuant déjà Cabasse ont été confortés dans le choix qu'ils avaient déjà fait.

Exposition de matériel radioamateur et C.B. en Corse

L'Onde Maritime organise deux importantes expositions de matériel radioamateur et C.B. en Corse.

La première se tiendra à Ajaccio les 18 et 19 septembre 1982. L'adresse exacte de cette exposition sera publiée dans notre prochain numéro.

La seconde se tiendra à Bastia les 25 et 26 septembre 1982 à la salle de conférence de l'aéroport.

INITIATION A LA micro_informatique

APRES vous avoir présenté, dans notre précédent numéro, quelles étaient les fonctions principales d'un microprocesseur, nous allons aujourd'hui nous intéresser à l'aspect matériel de la question et vous montrer comment assembler les divers composants dont nous avons parlé jusqu'à maintenant (RAM, ROM, circuits logiques) pour constituer un ensemble à base de microprocesseur.

Généralités

Comme vous avez pu le remarquer dans les lignes précédentes, nous n'avons pas dit que notre assemblage de composants allait constituer un micro-ordinateur. En effet, de par les possibilités des microprocesseurs, il est tout à fait normal de penser que l'on peut réaliser de très nombreuses fonctions et non seulement des fonctions purement « calcul » ou « informatique » comme ont tendance à le croire de nombreuses personnes. De nombreux exemples peuvent être donnés tels que : la gestion des feux lumineux dans certains carrefours complexes, la réalisation de programmateurs de machines à laver, le pilotage de magnétoscopes, etc.

Bien que de telles applications soient très différentes, nous allons voir qu'une des particularités des montages à microprocesseurs est de permettre de bâtir celles-ci à partir du même schéma de base, ce qui fait dire à certains auteurs qu'il n'est pas nécessaire de savoir faire de l'électronique pour faire des montages à microprocesseurs !

Le synoptique standard

La figure 1 présente le synoptique général de toute application à base de microprocesseur, quelle qu'elle soit. Nous y voyons le microprocesseur bien sûr, d'où émergent les lignes d'adresses, de données et de contrôle dont nous avons parlé le mois dernier ; de la mémoire RAM, de la mémoire ROM et des circuits d'interface.

Partant de ce schéma de base, les applications sont différenciées les unes des autres par le dosage respectif RAM, ROM, interfaces et, surtout par le ou les programmes qui seront écrits.

L'utilisation des différents éléments de ce schéma est simple à comprendre, surtout si vous suivez ces articles depuis le début. Le programme que va devoir exécuter le micro est stocké de manière définitive dans la ROM ainsi que les constantes dont il peut éventuellement avoir besoin. La RAM est utilisée pour les résultats ou variables intermédiaires employés par le programme et, le ou les circuits d'interface permettent à cet ensemble de s'adapter au monde extérieur. Ces circuits d'interface peuvent être, par exemple, des circuits de couplage à un terminal informatique si l'application réalisée est un micro-ordinateur, mais cela peut tout aussi bien être un ensemble de triacs ou de relais si l'application est un programmateur de machine à laver. Pour l'instant, nous n'avons que peu parlé de ces circuits car, contrairement aux mémoires qui sont facilement classifiables, les circuits d'interface peuvent être très divers. Nous les étudierons donc le moment venu dans le détail.

Ce schéma général, bien qu'il soit toujours valable, est cependant rarement aussi simple que sur la figure 1, hormis pour les toutes petites applications où il suffit d'un boîtier de chaque type, auquel cas des liaisons directes sont possibles. En général, plusieurs boîtiers mémoires et plusieurs circuits d'interface sont utilisés, ce qui complique un peu l'application car, comme le seul point de repère dont dispose le microprocesseur pour travailler est l'adresse d'une donnée, il faut faire en sorte que tous les éléments reliés au micro-

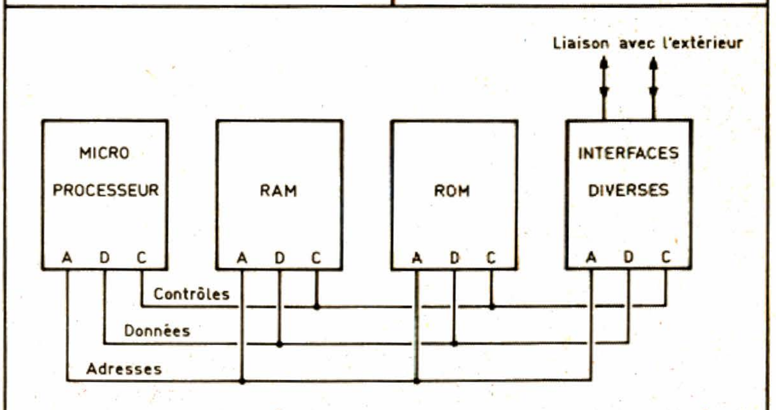


Fig. 1. – Synoptique de tout système à base de microprocesseur.

processeur soient à des adresses différentes. Cette notion est fondamentale dans tout système informatique et s'appelle le décodage d'adresse ; c'est une des sources d'ennuis classiques pour bien des gens qui n'ont pas réellement compris ce qui se passait. Nous espérons qu'après avoir lu ce qui suit, ce ne sera pas le cas pour vous.

Décodage d'adresse :

Pour apprendre à résoudre un problème, il faut tout d'abord l'exposer clairement, aussi, pour ce faire, allons-nous prendre l'exemple de la figure 2. Nous avons un microprocesseur qui doit être relié à deux boîtiers mémoires (RAM et ROM) ayant chacun une taille d'un K-octet (revoir si nécessaire nos deux numéros consacrés aux mémoires). ces deux boîtiers disposent donc de 10 lignes d'adresses chacune repérées de A_0 à A_9 ainsi que d'une ou plusieurs lignes de validation (CS ou CE ou E). Le microprocesseur, lui, sera supposé être un micro 8 bits qui dispose donc de 16 lignes d'adresses. Pour que l'adressage de chaque mémoire soit cohérent, nous relierons donc A_0 du micro à A_0 de chaque mémoire, et ainsi de suite jusqu'à A_9. Si nous laissons cela tel quel, lorsque le micro fournira sur ses lignes d'adresses l'adresse 500, les deux mémoires se sentiront concernées en même temps et ce sera la pagaille puisqu'elles répondront toutes les deux en fournissant une donnée.

Il faut donc prévoir un système supplémentaire pour faire en sorte que nos deux mémoires soient à une adresse différente. Nous pouvons, par exemple, relier A_{15} du microprocesseur à CE de la RAM et inverser A_{15} pour le relier également à CE de la ROM. Que va-t-il se passer dans ce cas ? Lorsque A_{15} sera à 0, la RAM sera validée (puisque nous avons choisi un modèle avec CE actif au niveau bas) et la ROM sera inactive et vice versa. Pour le microprocesseur, la RAM sera donc à une adresse comprise entre 0000 et 7FFF puisque dès que nous atteignons 8000, la ligne A_{15} passe à 1, tandis que la ROM sera à une adresse comprise entre 8000 et FFFF, puisque pour toutes ces adresses, la ligne A_{15} est à 1. Nous avons donc bien réussi à séparer nos deux boîtiers mémoires au point de vue adressage ; nous avons réalisé un circuit de décodage d'adresse qui se limite, dans ce cas particulièrement simple, à un inverseur et à la ligne A_{15}. Ce décodage est cependant bien imparfait. En effet c'est un décodage appelé décodage partiel. Pourquoi une telle appellation ? C'est aisément compréhensible : notre RAM est adressée entre 0000 et 7FFF puisque pour toutes ces adresses elle est validée grâce à A_{15} qui est au niveau 0, or, une RAM d'un K-octet a une étendue d'adresses qui va de 000 à 3FF, ce qui signifie que notre RAM va être vue du microprocesseur, identique à elle-même, sur toute l'étendue 0000 à 7FFF ; ou encore, si vous préférez que le microprocesseur puisse accéder à la RAM en fournissant une adresse comprise entre 000 et 3FF mais également en fournissant de 400 à 7FF, de 800 à BFF, de C00 à FFF, de 1000 à 13FF, et ainsi de suite jusqu'à de 7C00 à 7FFF. Avec ce décodage d'adresse simplifié, notre RAM de 1 K-octet occupera donc, à elle seule, un espace adressable de 32 K-octets ! Le même raisonnement s'applique aussi à la ROM qui occupera les 32 autres K-octets dont permettent de disposer les 16 lignes d'adresses. Nous voyons donc que notre décodage d'adresse était simple à réaliser, mais que sa précision est très faible et qu'il conduit à un gâchis d'espace mémoire considérable.

Ce gâchis n'a rien de dramatique dans les petites applications ou seulement deux ou trois boîtiers mémoires sont utilisés puisque, de toute façon, l'espace adressable complet n'y est pas exploité. Dans un micro-ordinateur, par contre, on cherche toujours à avoir un maximum de mémoire disponible et de tels systèmes de décodage sont inutilisables car pour exploiter tout l'espace adressable, il faut décoder précisément chaque boîtier. Ainsi, par exemple, imaginons que nous disposions, comme indiqué figure 3, de 4 boîtiers de 16 K-octets. Le câblage à

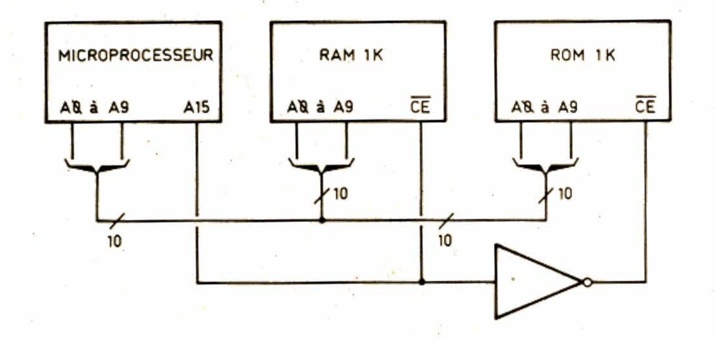
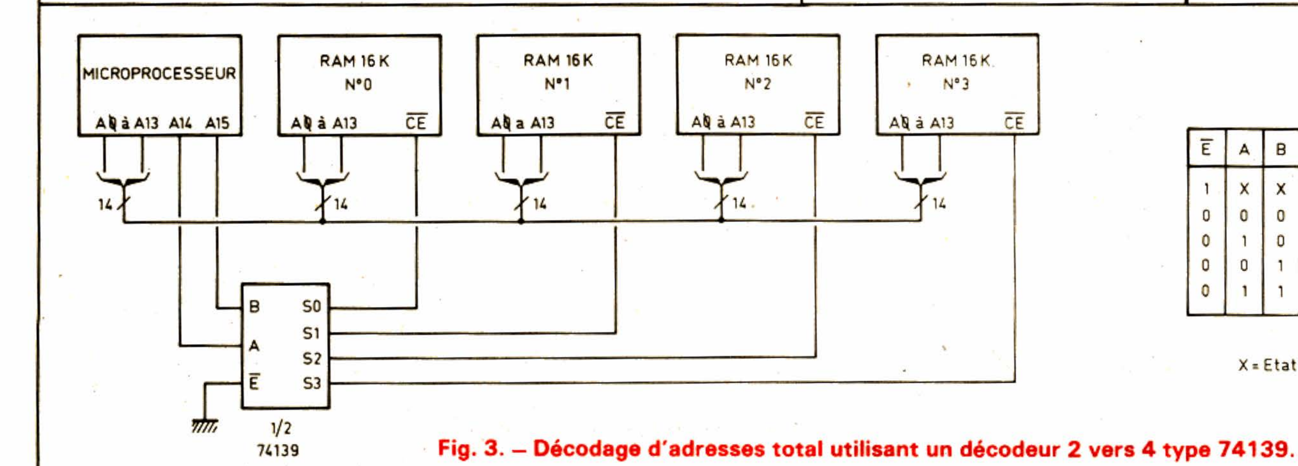


Fig. 2. – Exemple de décodage d'adresses rudimentaire.



$\overline{E}$	A	B	S0	S1	S2	S3
1	X	X	1	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	1	0	1	1
0	0	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	0

X = Etat quelconque

Fig. 3. – Décodage d'adresses total utilisant un décodeur 2 vers 4 type 74139.

réaliser sera celui indiqué sur cette figure, à savoir : les lignes A_0 à A_{13} du micro sur les lignes A_0 à A_{13} des boîtiers mémoires et les lignes A_{14} et A_{15} du micro sur un circuit logique décodeur 2 vers 4, tel le 74139 par exemple dont la table de vérité est représentée sur cette même figure. Nous voyons donc dès lors, que quand A_{14} et A_{15} sont à 0, nous adressons le boîtier mémoire 0 ; il réside donc de 0000 à 3FFF, ce qui correspond bien à sa taille réelle qui est de 16 K-octets ; lorsque A_{14} est à 1 et A_{15} à 0, nous adressons le boîtier 1 donc il réside de 4000 à 7FFF et ainsi de suite jusqu'à A_{14} et A_{15} à 1 qui adressent alors le boîtier 3 entre C000 et FFFF.

Nous voyons donc que, dans ce cas, il n'y a pas un octet mémoire de perdu puisque chaque boîtier occupe un espace adressable, vu du microprocesseur, de la même grandeur que la taille de la mémoire ; alors que, dans l'exemple précédent, chaque mémoire de 1 K-octets occupait 32 K-octets d'espace adressable. Nous avons réalisé ici un décodage d'adresse total ou complet. Il est évident que l'exemple choisi était un exemple d'école et était particulièrement simple, en effet, il est rare d'avoir des boîtiers de taille identique qui se mettent bien les uns à la suite des autres. Ainsi, par exemple, il est fréquent d'avoir à effectuer des décodages d'adresses pour des boîtiers de 2 ou 4 K-octets, conjointement à des boîtiers 16 K-octets et surtout conjointement à des boîtiers de 1, 2 ou une dizaine d'octets, constitués par les registres internes de circuits périphériques. Des décodages descendant à de tels niveaux de précision, puisqu'il faut prendre en compte quasiment toutes les lignes d'adresses pour décoder 1 ou 2 octets, sont très coûteux en nombre de portes et sont de plus en plus réalisés au moyen de mémoires PROM bipolaires ou avec des réseaux logiques programmables (PLA et FPLA), comme nous le verrons ultérieurement.

Ces notions de décodages abordées, et avant de pouvoir les étudier en détail et avec des exemples concrets, il nous faut traiter d'autres « problèmes » qui leurs sont intimement liés.

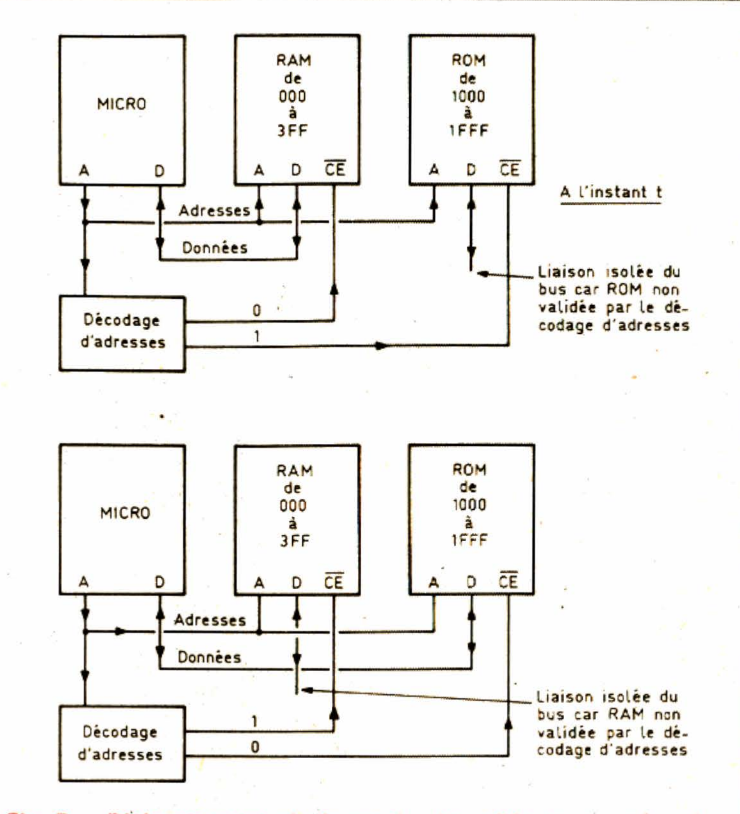


Fig. 5. – Dialogue entre plusieurs circuits reliés sur un même bus par le jeu du décodage d'adresses.

Notions de BUS et d'amplificateurs de BUS

Lors de la présentation des microprocesseurs dans notre dernier article, nous avons indiqué qu'il existait trois groupes de signaux issus du micro : les lignes d'adresses, les lignes de données et des lignes de contrôle. Comme vous avez pu le constater ci-avant, les lignes d'adresses de même nom de tous les boîtiers sont reliées entre elles ; il en est de même des lignes de données et nous verrons qu'il en est de même pour un certain nombre de signaux de contrôle (signal lecture/écriture sur les RAM par exemple).

Ceci nous conduit à constater que dans un système à base de microprocesseur, et quelle que soit sa taille, tout ou une grande partie de ces signaux sont à distribuer dans tout le système. Cet ensemble de signaux s'appelle le BUS du système et c'est un de ses éléments fondamentaux ; en effet, c'est le BUS qui va constituer l'arbre de vie du système sur lequel vont transiter toutes les informations échangées entre les divers boîtiers.

Lorsque le système se limite à une carte, le BUS, même s'il existe n'a pas une importance capitale ; par contre, dans un ensemble constitué de plusieurs cartes, ce qui est très souvent le cas, le BUS se « promène » en

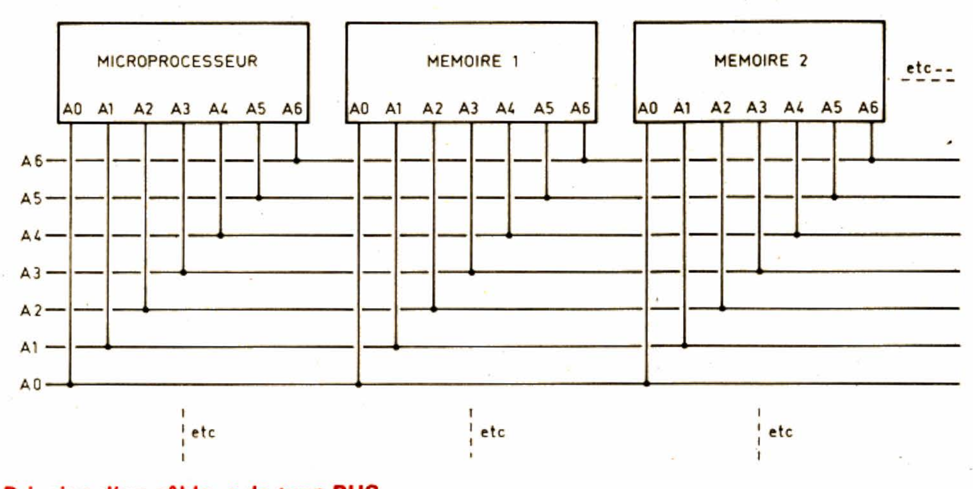


Fig. 4. – Principe d'un câblage de type BUS.

fond de boîtier sur des connecteurs et les cartes du système y sont toutes reliées.

Pour préciser un peu cela, la figure 4 montre clairement ce que nous venons d'expliquer et, au risque de nous répéter, nous insistons bien sur le fait que dans un câblage de type BUS, toutes les lignes de même nom de toutes les cartes (ou de tous les circuits) sont reliées entre elles. Le fonctionnement en étant rendu possible par le fait qu'à un instant donné, un seul circuit est activé sur ordre du microprocesseur par le jeu du décodage d'adresses. Ce point étant parfois délicat à assimiler par certaines personnes non habituées, la figure 5 montre comment cela peut fonctionner :

– A l'instant t, le microprocesseur fournit une adresse comprise entre 000 et 3FF, par le jeu du décodage d'adresses, seule la RAM située à ces adresses sera activée, les autres circuits restant en haute impédance. Dans ces conditions, le micro pourra dialoguer avec la RAM sans interférences avec les autres boîtiers qui seront comme isolés du BUS.

– A l'instant t_1, le microprocesseur fournit une adresse comprise entre 1000 et 1FFF ; par le jeu du décodage d'adresses, seule la ROM sera validée et il dialoguera alors avec celle-ci sans que les autres circuits en soient affectés puisqu'ils seront, à ce moment-là, en haute impédance.

Remarquons qu'en cas d'erreur de conception du circuit de décodage d'adresse ou en cas de panne à ce niveau, la pagaille s'installe très vite dans le système puisque plusieurs circuits peuvent être amenés à utiliser le BUS simultanément. Dans le meilleur des cas, cela ne fonctionnera plus et dans le pire des cas cela pourra conduire à la destruction des circuits concernés (revoir ce que nous avons dit au tout début de cette série sur des sorties de circuits logiques reliées entre elles !).

Cette notion de BUS, pour séduisante qu'elle soit ne doit cependant pas faire oublier certaines contraintes propres aux circuits logiques quels qu'ils soient. Ces contraintes sont de deux ordres : les contraintes de temps de réponse des circuits et les contraintes de sortance des circuits (revoir si nécessaire cette notion dans les premiers articles de la série).

Pour ce qui est du temps de réponse, nous aborderons cela ultérieurement car chaque cas est un cas particulier ; les chronogrammes d'adressage des différents microprocesseurs existants étant loin d'être identiques. Par contre les problèmes de sortance sont communs à tous les systèmes et peuvent être exposés de la façon suivante.

Le microprocesseur utilisé dans le système possède, au niveau de toutes ses lignes de sorties (données, adresses, contrôle) une sortance généralement faible et de l'ordre de 2 ; en effet, c'est un circuit intégré complexe et il n'est pas possible d'y intégrer des sorties à fort courant, sauf dans quelques cas particuliers. Nous voyons donc que, hormis dans les petits systèmes où seulement deux ou trois boîtiers sont utilisés, la sortance du micro va très vite être dépassée, ce qui va conduire à des signaux logiques en dehors des normes et donc à un fonctionnement erratique, voir nul, de l'ensemble. Pour cela, on fait passer tous les signaux issus du micro dans des circuits appelés « amplificateurs de BUS » ou « buffers de BUS » ou plus simplement « buffers ». Ces circuits sont en fait des fonctions logiques relativement simples puisque ce sont des inverseurs ou des non inverseurs dont l'entrance est très faible (0,25 ou moins), dont la sortance est très élevée (30 ou plus) et qui ont, de plus, une sortie trois états. Ces buffers existent en deux versions : la version unidirectionnelle, pour les lignes de contrôle et d'adresses, et la version bidirectionnelle, pour les données, puisque ces dernières transitent dans les deux sens. Ces circuits sont réalisés en technologie TTL schottky et sont donc très rapides puisque présentant des temps de transfert entre l'entrée et la sortie d'une quinzaine de nanosecondes. Leur rôle, comme le montre la figure 6, consiste donc à

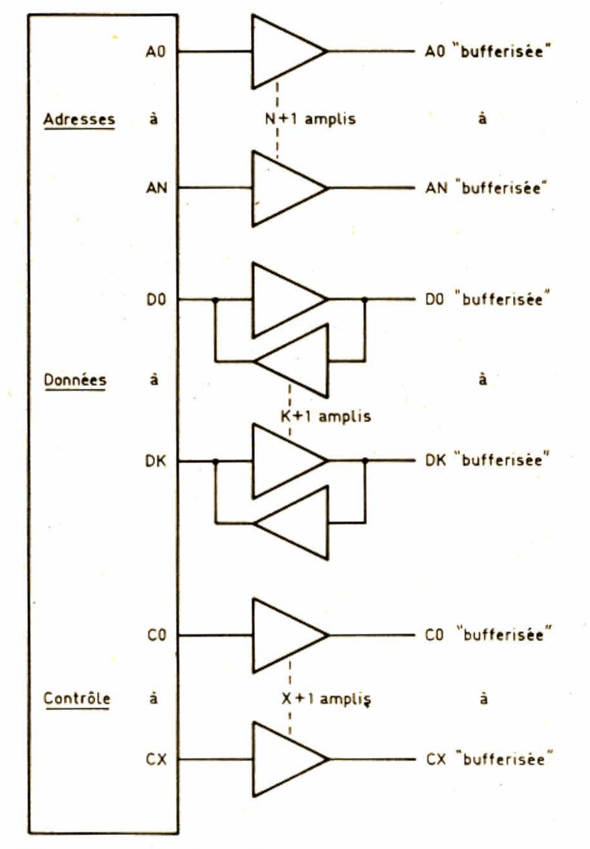


Fig. 6. – Mise en place d'amplis de bus sur les lignes de données, d'adresses et de contrôle d'un microprocesseur.

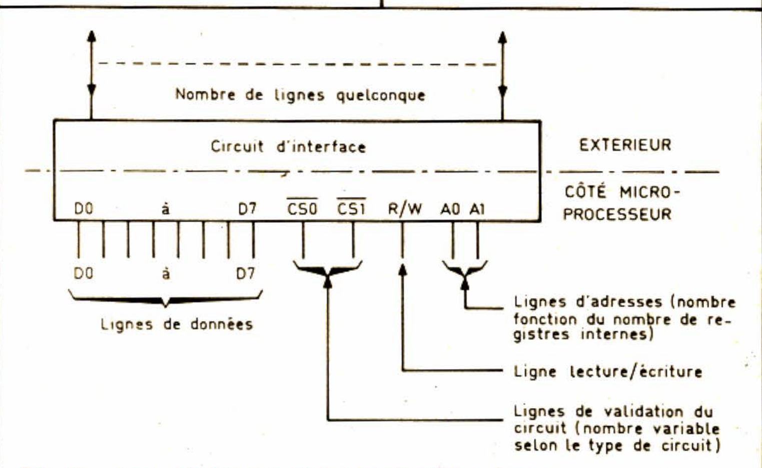


Fig. 7. – Le « côté bus » d'un circuit d'interface.

« muscler » les signaux issus du micro afin de pouvoir attaquer de nombreux circuits ; ils présentent aussi un autre avantage non négligeable qui est d'isoler le microprocesseur du BUS, ce qui protège celui-ci d'une destruction éventuelle en cas de problème sur ce dernier (court-circuit par exemple), il vaut mieux en effet détruire un ou deux amplis à 6 F qu'un micro dont le prix peut atteindre 1 000 F.

Si nous poussons plus avant notre réflexion, nous allons constater qu'il n'y a pas que la carte microprocesseur qui nécessite des amplis de BUS. En effet, si tel était le cas, ceux-ci seraient vite saturés et voici pourquoi. Supposons que nous souhaitions équiper notre montage de 32 K de mémoire réalisées avec des boîtiers de 1 K-mots de 8 bits, ce qui est une taille normale de boîtier. Toutes les lignes d'adresses de poids faibles des mémoires étant reliées aux lignes d'adresses de même nom du micro, ou plutôt de ses amplis, nous voyons que leur sortance peut être facilement dépassée si l'entrance des mémoires est de 1 puisqu'il y aurait, dans cet exemple, 32 boîtiers. Une solution consisterait à employer des boîtiers de mémoires MOS puisque nous avons vu que ces circuits ont une entrance quasi nulle, malheureusement, toute médaille a son revers, ces mémoires ont une capacité d'entrée non négligeable qui demande donc un courant de commande important pour que les signaux appliqués conservent un front de montée correct.

De plus, si l'on continue la réflexion, on constate que les lignes de données des mémoires se comportent comme des sorties logiques lorsque les mémoires sont en lecture ; il est donc souhaitable de les passer elles aussi par des amplis, ne serait-ce que pour isoler électriquement les mémoires du BUS en cas de problème (vu le prix des mémoires, ce n'est pas du luxe).

En conclusion, dès qu'un système à microprocesseur dépasse les 3 à 4 boîtiers, si ceux-ci sont en TTL, ou les 5 à 6 boîtiers, si ceux-ci sont en MOS, les amplis de BUS sont quasiment obligatoires et sont montés sur toutes les cartes du système, quelle qu'en soit la fonction. Attention ! Lorsque nous parlons « carte », nous ne voulons pas dire que sur un montage réalisé sur un seul circuit imprimé il ne faut pas mettre de buffers ; par carte, nous entendons plutôt fonction du système, ainsi la « carte » mémoire peut être la fonction mémoire logée dans un coin d'un grand circuit imprimé unique. Nous avons employé cette appellation « carte » parce que il est logique de concevoir un système à microprocesseur sous forme de cartes de circuits imprimés indépendantes, chacune supportant une fonction bien définie ou plusieurs fonctions voisines ; toutes ces cartes étant alors interconnectées par le BUS du système qui devient un ensemble de connecteurs câblés fil à fil.

Ces considérations étant vues, et avant d'étudier par le menu les schémas que l'on peut concevoir autour de ces notions de base, nous allons faire une petite mise au point concernant les circuits d'interface car, comme vous allez le voir, ceux-ci peuvent être assimilés à de la mémoire pour une grande partie de leur câblage côté BUS.

Généralités sur les circuits d'interface

Comme nous l'avons déjà dit, ces circuits peuvent revêtir de multiples formes selon leur fonction ; ils ont cependant un point commun qui est le côté tourné vers le BUS du système comme schématisé figure 7. Ces circuits disposent en général de plusieurs registres internes qui servent à échanger de l'information avec le monde extérieur, à contrôler le fonctionnement du circuit ou encore à en indiquer l'état. Ces registres sont vus du microprocesseur comme autant de mémoires qu'il y a de registres, ainsi un circuit contenant 6 registres internes sera vu par le microprocesseur comme une mémoire de 6 octets. Cette pseudo-mémoire sera, de plus, une RAM car il faudra écrire dans certains registres (registre de commande du circuit d'interface par exemple). Un circuit d'interface comportera donc côté BUS :

– des lignes de données pour charger ou pour lire les registres, lignes de données en même nombre que sur le microprocesseur (encore que l'on puisse relier des micros 16 bits à des circuits d'interface 8 bits mais cela complique un peu la circuiterie).

– Une ligne lecture/écriture dont le rôle est évident.

– Une ou plusieurs entrées de validation (CS ou CE ou E) selon le type de circuit et la place disponible compte-tenu de sa fonction et du nombre de pattes du boîtier.

– Une ou plusieurs lignes d'adresses compte-tenu du nombre de registres internes (1 ligne s'il y a 2 registres, 4 lignes s'il y a 16 registres, etc.).

– Eventuellement une entrée d'horloge à des fins de synchronisation. Nous n'en parlerons pas pour l'instant car elle n'intervient pas dans les exemples que nous allons traiter.

A la lueur de ces explications, nous voyons qu'un circuit d'interface peut être considéré comme une mémoire RAM, de petite taille il est vrai, mais cela n'a pas d'importance ; ce qui compte étant de constater cette analogie qui permet de ne traiter, dans ce qui va suivre, qu'un cas : celui des mémoires, les circuits d'interface pouvant y être substitués immédiatement.

Récapitulatif

A partir d'aujourd'hui, nous allons commencer à entrer dans le détail de la partie matérielle de tout système à microprocesseur car nous considérons que vous possédez suffisamment de connaissances générales pour ce faire (la partie logicielle sera traitée immédiatement après conjointement aux notions de base de programmation qui y sont rattachées), nous pensons donc qu'il est indispensable de faire un petit récapitulatif de ce que nous avons vu et de ce que nous savons, pour aborder la suite l'esprit clair.

Nous avons étudié les principales fonctions logiques que nous allons exploiter principalement pour le décodage d'adresses, nous avons ensuite vu les diverses familles logiques avec les notions d'entrance, de sortance, de sorties Totem Pole et de sorties trois états ou collecteur ouvert, nous avons ensuite parlé opto-électronique que nous n'allons pas utiliser dans l'immédiat puis nous avons abordé les mémoires et enfin l'organisation générale d'un microprocesseur, puis d'un système à microprocesseur.

Nous savons donc qu'un système à microprocesseur est constitué de diverses cartes représentant chacune une fonction, ces cartes sont reliées par un BUS et « entre » les circuits de chaque carte et le BUS se trouvent des buffers. Cet ensemble fonctionne grâce à une circuiterie de décodage d'adresses qui ne valide qu'un boîtier (ou qu'une carte) à un instant donné.

Ces précisions étant vues, nous allons commencer l'étude des circuiteries de décodage d'adresses qui constituent la partie la plus importante de tout système micro-informatique.

Décodage d'adresses classiques

Avant de nous plonger dans les schémas, il nous faut préciser que, quel que soit le microprocesseur envisagé (à de rares exceptions près), il existe toujours un signal indissociable des adresses qui est un signal de validation de celles-ci. C'est-à-dire que les adresses fournies par le microprocesseur sur ses lignes d'adresses ne sont correctes que lorsque ce signal est au bon niveau. Le nom et la polarité de ce signal sont évidemment variables en fonction du microprocesseur choisi ; nous désignerons ce signal par le sigle VMA qui correspond aux microprocesseurs de la famille 6800 de Motorola et nous considérerons qu'il est actif à l'état haut, c'est-à-dire que les lignes d'adresses du microprocesseur n'auront de signification que si VMA est à 1 logique.

Ce choix, un peu arbitraire, est justifié par plusieurs raisons :

– Il est directement applicable aux circuits utilisés dans notre série d'articles consacrés à la réalisation d'un ordinateur individuel.

– Il est représentatif de bien des cas.

– Il est aisément transposable à d'autres microprocesseurs moyennant le changement d'appellation et la mise en place, dans les schémas indiqués, d'un inverseur sur la ligne VMA si la polarité de votre signal est inverse de celle choisie.

Le premier type de décodage d'adresses envisageable consiste à faire appel à de la logique classique et, au moyen de portes et d'inverseurs, de générer le signal qui sera appliqué aux pattes de validation des mémoires concernées. La figure 8 propose un premier exemple qui valide une mémoire de 4 K-octets entre les adresses 8000 et 8FFF. Pour le vérifier, il vous suffit de constater que pour les adresses mises en jeu, les lignes A_{15}, A_{14}, A_{13} et A_{12} occupent l'état 1, 0, 0, 0 ce qui, passé conjointement a VMA dans l'ensemble de portes représenté, produit bien un signal CE au niveau bas.

Ce schéma qui fonctionne parfaitement, présente cependant des limitations qui peuvent devenir des contraintes dans un système informatique amené à évoluer ; en effet l'adresse de la mémoire est imposée par le câblage des portes et, de ce fait, ne peut plus être modifiée une fois le montage réalisé, surtout si l'on a affaire à un circuit imprimé. Cela n'est pas gênant dans un ensemble figé une fois pour toutes, mais, dans une application micro-ordinateur où l'on est souvent amené à changer des cartes ou à en ajouter d'autres, cela devient très vite inutilisable. Nous vous proposons donc une première solution destinée à améliorer cette situation.

La figure 9 vous présente un schéma simple faisant appel à des portes OU exclusif à collecteur ouvert dont toutes les sorties sont reliées entre elles pour servir à générer le CS de la mémoire. Si vous appliquez la table de vérité du OU exclusif à ce schéma, vous constaterez que la sortie commune des OU ne sera à un que si chaque ligne A_{15}, A_{14}, A_{13} et A_{12} est dans l'état contraire de la position de l'interrupteur relié à la même porte. Ainsi si nous fermons S_1 et ouvrons

Fig. 8. – Circuit de décodage d'adresses à portes logiques à adresse fixe.

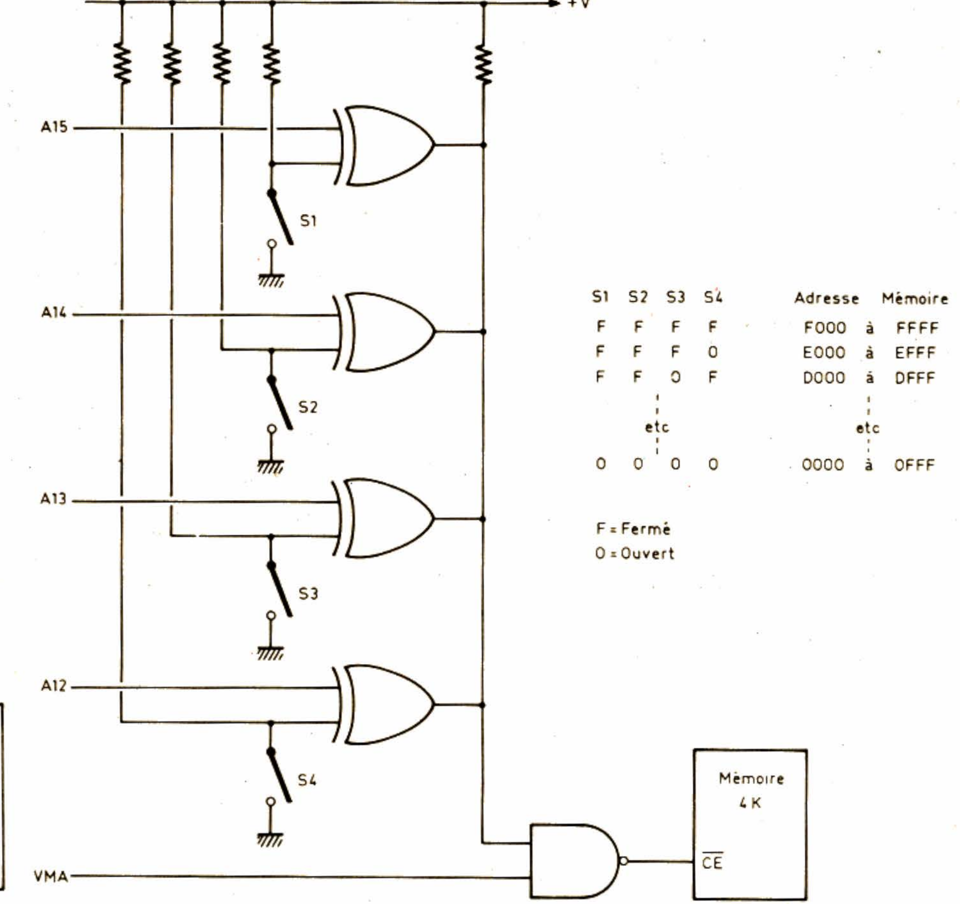


Fig. 9. – Décodage d'adresses à OU exclusifs entièrement programmable.

S_2, S_3 et S_4, la sortie des OU sera à 1 pour : A_{15} à 1 et A_{14}, A_{13}, A_{12} à 0 c'est-à-dire que notre mémoire sera adressée en 8000. Nous voyons donc que cette solution présente l'avantage de pouvoir placer la mémoire où on le souhaite dans l'espace adressable d'un système à microprocesseur et ce pour un coût très réduit puisque, dans le cas de l'exemple choisi, les quatre portes OU exclusif à collecteur ouvert existent en un seul boîtier à un prix de l'ordre de 2,00 Francs !

D'autres méthodes inspirées de celle-ci existent comme par exemple l'emploi de circuits comparateurs tels le 7485 en TTL selon un schéma indiqué figure 10. Ce comparateur délivre un signal lorsque les deux mots de 4 bits appliqués sur ses deux groupes d'entrées sont identiques. Cette solution est similaire à la précédente au point de vue théorique et est un peu plus coûteuse car le 7485 est un circuit capable d'autres fonctions non exploitées ici.

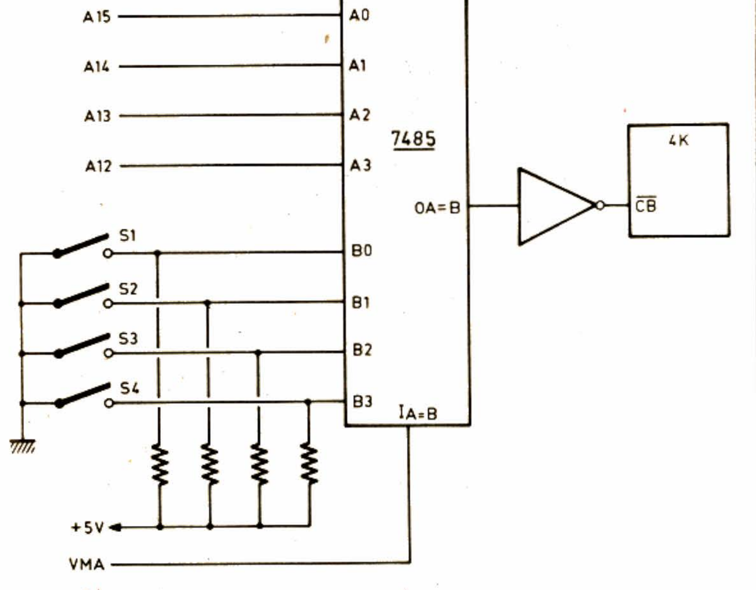


Fig. 10. – Décodage d'adresse à 7485, adresse de la mémoire entièrement programmable.

Utilisation de démultiplexeurs

L'exemple choisi dans le paragraphe précédent était particulièrement simple puisqu'il concernait une seule mémoire de 4 K-octets et que, de ce fait, les seules lignes à décoder étaient les 4 lignes de poids fort des adresses pour générer un seul CS. Supposons maintenant, ce qui est beaucoup plus réaliste, que nous ayons à faire un décodage d'adresses pour une carte mémoire supportant 4 boîtiers de 4 K-octets.

Une première solution consiste à reproduire, pour chaque boîtier, un des schémas précédents et à positionner les adresses en conséquence pour que les boîtiers soient les uns à la suite des autres. Il va sans dire que, même si elle fonctionne, cette solution est relativement lourde à mettre en œuvre et occupe autant de place sur une carte que les mémoires elles-mêmes, ce qui n'est pas judicieux.

Une solution bien meilleure peut nous être fournie en employant des circuits de type démultiplexeurs ou décodeurs. Dans notre exemple, nous avons à décoder 4 boîtiers ; nous allons donc employer un décodeur type 2 vers 4 comme le 74139 TTL par exemple. Ce circuit, dont la table de vérité vous a été indiquée figure 3 va être câblé comme indiqué figure 11.

Les lignes A_{14} et A_{15} arrivent sur un décodeur à OU exclusifs, par exemple, pour décoder l'adresse de la carte complète, tandis que A_{12} et A_{13} arrivent sur le 74139 pour décoder chaque boîtier parmi l'adresse globale de la carte. Ainsi, si la carte va de 0000 à 3FFF, la mémoire 0 sera validée par le 74139 de 0000 à 0FFF, la mémoire 1 de 1000 à 1FFF et ainsi de suite jusqu'à la 3 qui le sera de 3000 à 3FFF.

Cette solution est très largement employée sur de nombreuses cartes mémoires de micro-ordinateurs de tous types en raison de son efficacité et de sa simplicité de mise en œuvre. Son seul « défaut » est d'être adaptée à la réalisation de plans mémoires continus, c'est-à-dire sans trou au niveau des adresses, ce qui est le cas dans 99 % des cas.

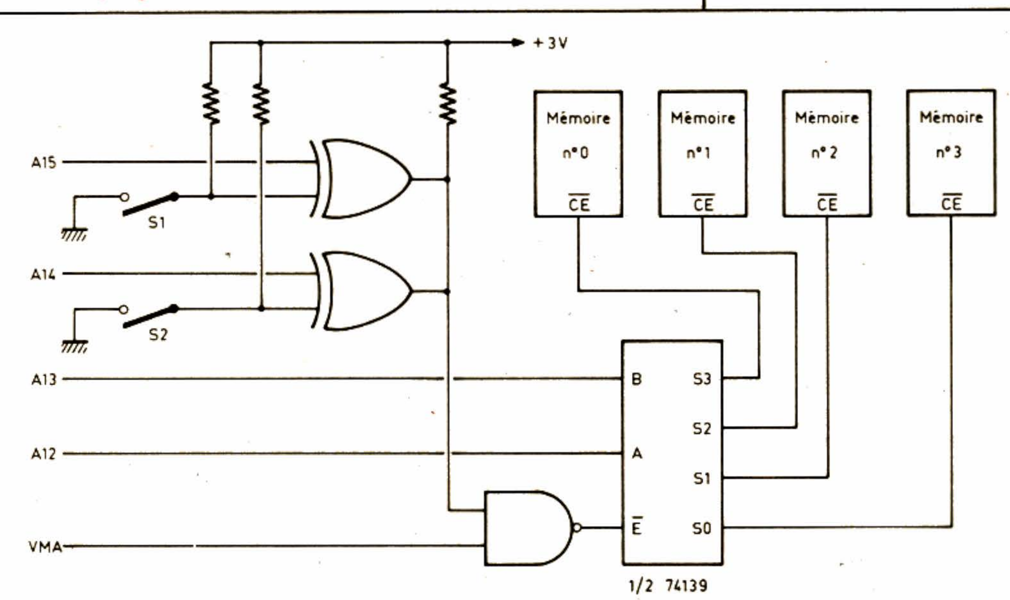


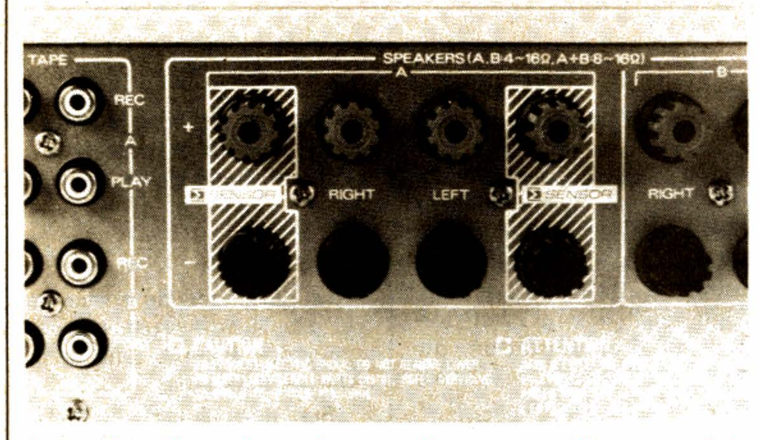
Fig. 11. – Circuit de décodage complet d'une carte et des boîtiers sur la carte en utilisant un décodeur 2 vers 4.

Conclusion

La minceur de ce numéro estival nous incite à nous en tenir là pour aujourd'hui. Le mois prochain nous verrons d'autres méthodes de décodage d'adresses plus élaborées puisque faisant appel à des PROM et nous étudierons la mise en œuvre et la validation des amplificateurs de BUS que nous n'avons qu'évoqués jusqu'à présent.

(à suivre)

C. TAVERNIER



Le système Sigma demande quatre bornes pour chaque enceinte. Le câble de liaison est à quatre conducteurs.

A 50 Hz, le taux de distorsion conserve une valeur très faible, il est de 0,03 % sur 4 Ω, et de 0,035 % sur 8 Ω, toujours excellent.

En intermodulation SMPTE, le taux est de 0,02 % sur 8 ou 4 Ω, une performance irréprochable.

La sensibilité de l'entrée phono magnétodynamique est de 2,4 mV. La tension de saturation est de 250 mV (le tout à 1 kHz), tandis que le rapport S/B est de 81 dB, sans pondération. Une fois de plus, nous ne pouvons que saluer la performance.

Pour l'entrée électrodynamique, la sensibilité passe à 220 μV et la tension de saturation de 21 mV. Le rapport signal/bruit est ici de 64 dB. Cette valeur du rapport signal/bruit, non pondérée, reste excellente. Elle est comparable à ce que l'on pouvait tirer d'une entrée pour cellule magnétodynamique il y a quelques années.

La sensibilité de l'entrée auxiliaire, ou tuner, est de 150 mV ; cette entrée ne se sature pas, et le rapport signal/bruit, non pondéré, est de 95 dB, encore une excellente valeur.

Le réseau de courbes A donne la réponse du correcteur de timbre. On note ici que la différence de courbe de réponse entre les deux positions du commutateur de base n'est pas aussi importante qu'on aurait pu le souhaiter. Nous aurions aimé un décalage vers le grave pour la correction « 200 Hz ». Ici, on joue un peu trop sur le bas médium. On note également l'intervention fort modeste du filtre subsonique.

Le réseau B donne, en bas, la courbe de réponse du correcteur RIAA. L'écart avec une courbe parfaite est très faible, même si le graphique donne une impression contraire.

En haut, nous avons deux courbes, elles sont relevées avec et sans correcteur de timbre. Ce dernier contribue, par l'imprécision de son point milieu, à la non-linéarité. Sans correcteur, la linéarité est parfaite.

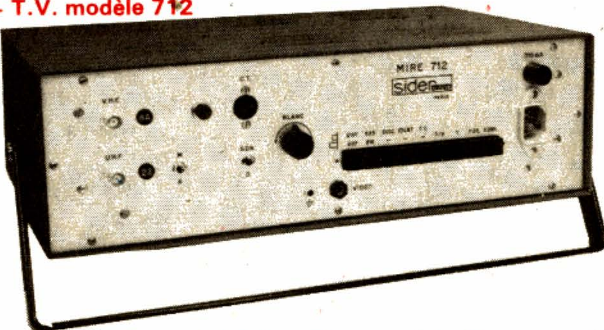
Conclusion

Encore un très bel amplificateur que vous pourrez découvrir chez vos détaillants HiFi. Les performances sont au-dessus de tout soupçon, et la technique du découpage en tranche de la tension de sortie par les deux étages de sortie ne se manifeste aucunement sur le plan de la mesure ; il est vrai que la grande vitesse de réponse des transistors adoptés n'est pas étrangère à cette performance. Le Sigma sera là pour améliorer votre enceinte, mais avez-vous pensé à votre pièce d'écoute ?

E. LEMERY

Bloc-notes

SIDER-ONDYNE
MIRE - T.V. modèle 712



Cette mire, d'une précision élevée (pilotage par quartz à tous les niveaux) et d'une technologie moderne (circuits intégrés) permet le dépannage et le réglage de téléviseurs N et B et couleur au standard ORTF et Secam.

Deux oscillateurs délivrent les porteuses « image » V.H.F. et U.H.F.

Un oscillateur d'intervalle fournit la porteuse « son » A.M. sur 11,15 ou 6,5 MHz.

Caractéristiques Vidéo

Les signaux de synchronisation sont obtenus à partir de deux bases de temps indépendantes, 625 et 819 lignes entrelacées, pilotées par quartz.

Les signaux d'image - 5 informations par commutation :

- grille de convergence rapport 16 × 12 ;
- image de pureté blanche ou rouge ;
- échelle des gris - 8 bandes verticales ;
- la mire de barres couleurs normalisée (8 bandes verticales) ;
- image découpée comportant l'échelle des gris dans le 1/3 supérieur et la mire de barres couleurs dans les 2/3 inférieurs.

UNE TOUCHE « F.O. » permet l'addition des fréquences quartz 4,250 MHz et 4,406 MHz (fréquences de repos des discriminateurs) aux différentes informations : échelle des gris et convergence.

UNE TOUCHE « IDENT » permet la mise en service des fréquences quartz 3,900 MHz et 4,756 MHz nécessaires à l'ouverture du portier sur les récepteurs SECAM.

UNE TOUCHE « DISCRI » met en service un clignoteur provoquant alternativement la suppression et le rétablissement des lignes d'identification.

L'action combinée des trois touches « F.O. », « IDENT », « DISCRI » permet le contrôle et le réglage des discriminateurs de façon pratique par simple observation visuelle de l'écran du tube. Il est possible d'effectuer cette observation sur la mire de convergence, l'image blanche de pureté ou l'échelle des gris.

Signal H.F.

V.H.F. - Un canal, porteuse vision pilotée par quartz (fréquence à préciser).

U.H.F. - Un canal, porteuse vision pilotée par quartz (fréquence à préciser).

Profondeur de modulation 90 à 95 %.

SON - Cette porteuse est obtenue, par battement, à la mise en service d'un oscillateur d'intervalle stabilisé par quartz : 11,15 MHz sur le canal V.H.F. ou 6,5 MHz sur le canal U.H.F. La porteuse est modulée en amplitude par un signal audio interne à 1 000 Hz.

Autoradios JENSEN

Les autoradios Jensen sont équipés d'un réducteur de bruit Dolby et d'une commande automatique de programme à affichage électronique numérique, la compensation d'intensité en fonction du bruit ambiant se fait automatiquement.

Tous les autoradios électroniques Jensen sont équipés du système de réglage synthétisé par quartz.

Jensen propose également une gamme d'égaliseurs dont certains modèles comportent jusqu'à 15 bandes de fréquences d'égalisation, et trois boosters de 30 W, 50 W ou 100 W protégés contre les surcharge thermiques, les surtensions et bien sûr, les courts-circuits.

(Importateur : B.S.T.)

Le téléphone sans fil FANTA PHONE FF 600



LES téléphones sans fil sont, vous le savez certainement, de petits appareils permettant de relier un combiné portatif à une base branchée sur une ligne téléphonique. Entre le combiné et la base, une liaison radio est établie ; cette liaison permet la transmission de la parole mais aussi celle du numéro. Tout se passe exactement comme si on avait supprimé le fil... Le Fanta Phone FF 600 est importé par Texim, il offre la particularité de pouvoir s'accrocher au mur, de servir d'interphone et d'interdire l'utilisation de votre ligne par une autre personne ayant uniquement le combiné.

Présentation

Le combiné se présente comme un appareil aux formes arrondies, le micro est ici placé face à la bouche, contrairement à ce qui curieusement se passe chez d'autres constructeurs. Les couleurs choisies sont deux beiges harmonisés, les touches du clavier sont marron. La base présente sur le côté une antenne orientable, celle du combiné est rétractable.

Trois touches, sur la base, commandent l'appel, la coupure de la sécurité et le mode de fonctionnement (interphone ou téléphone).

Dès que l'on installe le combiné sur la base, une diode LED « Secure » s'allume, le fonctionnement est alors interdit, sauf pour l'appel par la ligne. En effet, avec d'autres postes, si l'on dispose d'un combiné travaillant sur le même canal, on peut très bien appeler la base et utiliser la ligne. Cette particularité peut être exploitée pour disséminer plusieurs combinés dans une maison avec une restriction : en effet, la base ne peut traiter plusieurs combinés simultanément ; dans un tel cas, il y a battement entre les fréquences et le son est de très mauvaise qualité.

Le Fanta Phone se branche directement sur la ligne, il est d'ailleurs livré avec une prise mâle câblée. Pour brancher le téléphone normal, on dispose à l'arrière de l'appareil d'une prise miniature sur laquelle vient se raccorder un cordon terminé par une prise téléphonique femelle (normes PTT).

La base sert de chargeur à la batterie interne du combiné. Le contact s'établit par deux contacts à ressorts, contacts en acier inoxydable qui bloquent l'appareil lorsque le combiné est installé contre un mur. Le combiné dispose d'un clavier à touches et mémoire du dernier numéro composé. Le combiné ne peut être utilisé que séparé de sa base. La fonction interphone s'établit entre le combiné radio et le poste PTT normal.

La technique

Il y a peu de fabricants de téléphone sans fil dans le monde, aussi ont-ils tous un air de famille. Bien sûr, pour faire preuve d'originalité ou pour attirer la clientèle, on habille base et combiné de diverses manières, on change une prise, on ajoute une fonction. La personnalisation va donc un petit peu au-delà de l'esthétique.

Le Fanta Phone FF 600 travaille en Duplex, il émet et il reçoit en même temps. Pour que cette double opération soit possible, on émet sur une fréquence et on reçoit sur une autre. La base émet, entre 1,6 et 1,8 MHz, une onde modulée en fréquence.

L'antenne utilisée pour cette gamme est tout simplement le secteur. Le poste portatif émet sur une fréquence allant, selon le canal, de 49,8 à 49,9 MHz. Cette fréquence permet l'emploi d'une antenne télescopique, dont on retrouvera l'homologue sur la base.

La base comporte les transformateurs nécessaires à l'isolation et au passage du courant de modulation. On trouvera également un circuit de détection de haute tension de sonnerie, circuit à photocoupleur néon/ photorésistance.

La réception du 49 MHz dans la base se fait à partir d'un récepteur à double changement de fréquence, utilisant une technique très connue en C.B. Précisons que l'on doit au constructeur de ce Fanta Phone la conception de nombreux émetteurs/ récepteurs C.B du marché !

Passons maintenant au combiné dont vous trouverez le schéma de principe.

En haut et à gauche du schéma, vous trouverez un cadre. Ce cadre est destiné à la réception du 1,6 à 1,8 MHz. Le premier transistor, TR 501, est monté en ampli accordé, sa base est couplée par un pont diviseur à condensateur évitant de trop amortir le circuit accordé du cadre.

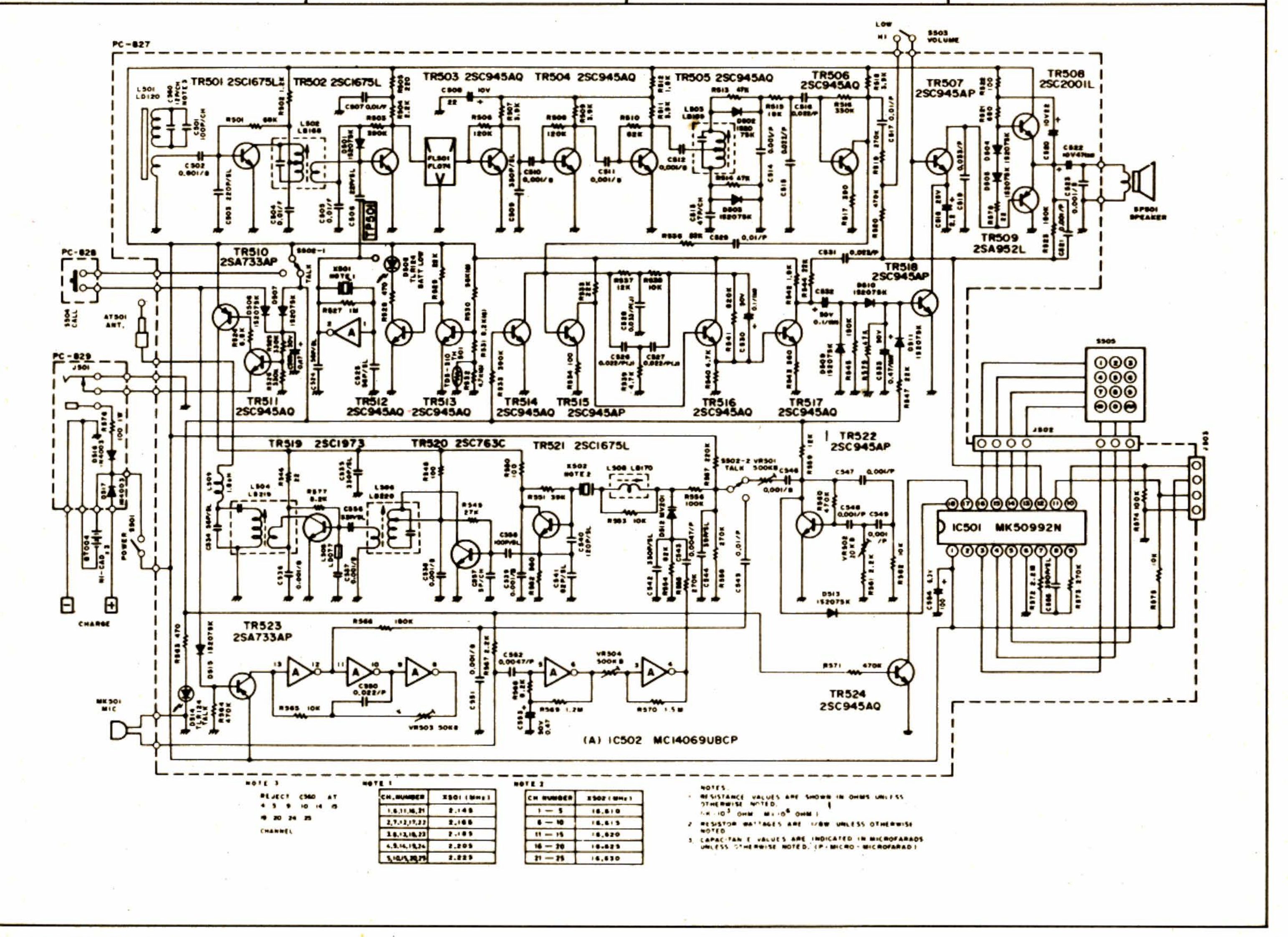
TR 502 est un étage changeur de fréquence, il reçoit une onde sinusoïdale venue d'un oscillateur à quartz, oscillateur utilisant un inverseur de type CMOS. Ce circuit consomme peu et est déjà employé dans une autre section.

Le signal arrive dans un filtre céramique (CFW 455 E) qui précède un amplificateur apériodique servant de limiteur. Le dernier transistor attaque un discriminateur de phase. Le signal audio est filtré par un circuit RC, il est amplifié par TR 506. Le signal audio part vers l'amplificateur de puissance, un commutateur permettant de modifier l'amplitude du signal traité et écouté.

La tension audio du collecteur de TR 506 part également vers un étage amplificateur sélectif qui exploitera la tonalité d'appel lancée par la base. La tension est détectée par D 509 et 510, elle commande TR 518 qui met l'ampli audio en service. D 511 se charge de cette opération dès l'intervention sur le commutateur de parole du combiné.

Sur ce schéma, on remarquera la présence d'un circuit de détection de tension de batterie. Ce circuit utilise deux transistors : TR 513 et TR 512 ; on compare ici la tension d'alimentation à la tension base émetteur de TR 513, une thermistance assurant la compensation thermique de la variation de la tension base émetteur du transistor.

L'émetteur utilise trois



étages. Le premier est un oscillateur à quartz ; le montage est classique : collecteur commun avec quartz entre base et masse. Le quartz travaille en mode fondamental, il est taillé au tiers de la fréquence d'émission (16 MHz environ). TR 520 est un tripleur de fréquence, TR 519 l'ampli de puissance. La puissance d'émission est faible, elle permet une portée de l'ordre de 200 m maximum. L'étage de puissance peut travailler antenne rentrée, il n'y a pas ici de commutation interdisant l'émission lorsque l'antenne n'est pas étendue. La faible puissance d'émission possible évite toute détérioration par un ROS trop important.

L'oscillateur MF est modulé par diode varicap. Trois sources de modulation sont possibles : pour la parole, c'est un amplificateur à deux inverseurs CMOS travaillant en linéaire que l'on utilise. Trois inverseurs sont également employés pour former un oscillateur AF. Cet oscillateur est commandé par TR 523, il est employé pour lancer un appel (fonction interphone).

Le dernier oscillateur utilise un circuit à déphasage, associé à TR 522. La diode D 513 interdit le fonctionnement du circuit. Cette diode est commandée par la sortie du circuit intégré de numérotation : un MK 50992N.

Ce circuit intégré est relié à un clavier en matrice, clavier que l'on rencontre partout et qui emploie des contacts en élastomère.

Nous terminerons en signalant que la tension d'alimentation de ce combiné n'est que de 3,6 V, une tension très basse mais qui permet néanmoins de travailler correctement, même en émission, là où les tensions de déchet prennent une certaine importance.

Réalisation

Ce matériel est construit en grande série, plus précisément à Taiwan. La qualité de la fabrication est bonne dans l'ensemble. La soudure du combiné, faite à la vague, montre que l'on peut réaliser des appareils miniaturisés en grande série. Les matières plastiques sont usinées avec une grande précision. Le seul reproche que l'on puisse faire à l'échantillon que nous avons eu entre les mains est la fragilité de la prise de la base, prise pour téléphone dont les contacts, en fil, sont un peu fragiles.

Conclusions

Les téléphones sans fil sont très pratiques et fonctionnent correctement si on prend soin de bien orienter le cadre (parfois un ronflement se superpose au signal reçu). Si vous avez un jardin, si vous avez des enfants à surveiller et que vous ne pouvez pas les abandonner pour aller répondre au téléphone (beaucoup de gens n'insistent pas ou ne renouvellent pas leur appel si le poste ne répond pas), si vous avez envie de prendre une douche en plein milieu de la journée, si vous voulez téléphoner dans votre bain, c'est un instrument du genre Fanta Phone qu'il vous faut. Ce n'est cependant pas un matériel homologué.

Par ailleurs, on peut parfois l'entendre sur un récepteur radio, attention donc à ce que vous dites d'autant plus que ce n'est que dans l'entourage immédiat que cette réception est possible.

Sur le Fanta Phone, nous avons apprécié la possibilité de verrouillage du fonctionnement interdisant l'emploi de la ligne par autrui et la possibilité de travailler à courte distance sans être obligé de sortir l'antenne, et la présence d'un interphone.

Dave TELLER

Bloc-notes

LES RADIOS LIBRES PARISIENNES

La Commission consultative des radios locales privées, présidée par M. André Holleaux, conseiller d'Etat, chargée de choisir parmi plus de 150 candidatures, les 17 radios libres qui couvriront Paris, a publié, le 22 juillet 1982, la liste « définitive » de ces stations.

Pour parvenir à ce chiffre de 17, de nombreux regroupements sont nécessaires et des pourparlers sont engagés. Mariages d'amour ? Mariages d'argent ? Mariages de raison ? L'avenir nous le dira.

La répartition proposée est la suivante :

• **7 émetteurs de puissance importante** (20 km de rayon) :

1 - **Cité 96**, qui va devoir s'unir à Espace 1901, Cheap radio, Computer et une radio anglophone.
2 - **Radio immigrés.** Africains et Maghrébins avec Afrique FM, Radio Pilipili et Radio Soleil.
3 - **Radio Nova et Radio Ivre**, qui devront se regrouper avec Biennale et Jazz Land.
4 - **Radio NRJ** en union avec Radio Verte.
5 - **Paris Fréquence Montparnasse** regroupant : Paris FM, Paris Sport et Musique, France Lecture, Radio médico-sociale, Radio PSI. Cet ensemble de radio est en plus invité à s'associer à Radio Paris.
6 - **Une radio pour la presse :** Radio Capitale (Le matin), Le Poste Parisien (Parisien libéré), Radio Unité, Radio Huma, Bayard FM (La Croix), auxquelles Radio Express est invitée à se joindre.
7 - **TSF**, une radio pour les étudiants avec Amphi 99 et Mercure 104.

• **9 radios de puissance moyenne :**

1 - **Communautés juives** regroupant Radio J, Shalom, Judaïque et Communauté.
2 - **Radio DOM-TOM**, avec Tropique FM.
3 - **Communautés chrétiennes :** Radio Notre-Dame, Fédération protestante de France, Comité interépiscopal orthodoxe de France, invitées à accueillir d'autres tendances spirituelles.
4 - **Radio des minorités.** Fréquence Gale, invitée à se regrouper avec Radio Radio et Carol FM.
5 - **Fréquence Libre**, réunissant Canaille FM, Le Temps des Cerises, Les Nanas Radioteuses, Solidarnosc, Cap Sur.
6 - **Radio des immigrés européens** qui regroupe Radio Libre Paris, Radio Forum et Radio Rencontre.
7 - **Radio Gilda**, qui va devoir s'associer avec Radio Beur, Ado Enfants J'écoute et Radio Tchatch.
8 - **Génération 2000**, une station tournée vers l'avenir et la création et qui regroupe Mégapuce, Pariféric, Tension FM et Radio Thélème.
9 - **Radio Service Tour Eiffel**, qui va devoir s'associer à notre confrère Diapason et à Radio Vocation.

• **1 radio de quartier :**

Seule pour le moment, Fréquence Montmartre, regroupée avec Radio Montmartre, figure sur cette liste qui pourrait, dans un proche avenir, être prolongée si TDF débloque quelques fréquences supplémentaires.

Sur cette liste d'attente, se trouvent :

1 - Radio Aligre et 20/20
2 - Radio Ici et Maintenant
3 - Radio Libertaire
4 - Radio Tomate, Solidarnosc, etc.

Nous espérons que tous les regroupements souhaités par la Commission Holleaux se feront sans trop de difficultés, et que nous pourrons, dans un prochain numéro, vous fournir une liste définitive des radios parisiennes avec leur fréquence d'émission.

LE COUPLEUR KENWOOD AT 230

COUPLEUR_WATTMETRE_T.O.S. METRE (pour 1,6 à 30 MHz)

LA plupart des transceivers modernes, pour ne pas dire tous, comportent une sortie asymétrique 50 Ω à 75 Ω. Cette uniformité suppose que les aériens utilisés présentent une impédance du même ordre sinon exactement de la même grandeur. Sans entrer dans le détail, on peut dire que les antennes du commerce répondent à ces prescriptions. Les américains et les japonais ont standardisé à 50 Ω, les allemands à 60 Ω et l'amateur qui taille son dipôle à la bonne mesure se trouve dans le meilleur des cas, c'est-à-dire, si tout va bien, à 75 Ω. C'est du moins ce qu'on dit. Cependant tout n'est pas idéal, même avec des aériens très simples et il arrive fréquemment que l'antenne et la ligne qui l'alimente constituent une impédance complexe qui rend difficile, sinon impossible, le transfert d'énergie de la sortie de l'émetteur au système qui doit la rayonner. Il est donc nécessaire de transformer la charge soit réactive, soit résistive en une charge non réactive. C'est ce que permettent d'obtenir les systèmes coupleurs du type Transmatch grâce auxquels il est possible de transformer l'impédance de la charge, vue par l'émetteur, et de l'amener à 50 Ω qui est celle du circuit de sortie du transceiver.

Pour entrer dans le concret, nous avons choisi de présenter un coupleur de type commercial, après l'avoir utilisé personnellement : il s'agit de l'AT 230 de Kenwood. Notre choix s'est porté sur cet appareil en raison de ses possibilités et de ses caractéristiques particulières. En premier lieu, sorti avec les appareils de la nouvelle vague comme le TS 830.S, il couvre, tout naturellement, 9 bandes amateurs de 1,6 MHz à 30 MHz, ce qui inclut, par conséquent, les nouvelles bandes 10, 18 et 24 MHz, ainsi que la bande 1,6 MHz que certains commencent à pratiquer régulièrement. Il peut être couplé à n'importe quel système d'aérien entre 10 et 500 Ω en sortie asymétrique et admet une puissance maximum de 200 W HF. Comportant deux sorties commutables, il permet de passer instantanément d'une antenne sur une autre, ce qui est extrêmement précieux lorsque l'on désire effectuer des essais comparatifs (ANT.1 et ANT.2).

Enfin, une troisième sortie est prévue pour recevoir l'extrémité d'une antenne de type « long fil » (ANT.3). Par ailleurs, une quatrième sortie est réservée au couplage d'une charge fictive, de puissance en rapport avec celle de l'émetteur ce qui permet d'entreprendre tous les réglages possibles sans provoquer de brouillages intempestifs (nous décrivons, à la fin de cet article, la manière très simple de réaliser soi-même une antenne fictive). C'est la sortie ANT.F du schéma.

Seconde possibilité : utilisation en wattmètre. L'appareil comporte un système de mesure de la puissance HF en régime télégraphique, à deux sensibilités 20 W et 200 W au choix, par la manœuvre d'un simple inverseur et avec une précision de l'ordre de ± 10 % (positions : 20 ou 200 W. FWD. Power. Cal).

Troisième fonction : mesure du taux d'ondes stationnaires (TOS) à partir d'un coupleur directionnel torique à sensibilité pratiquement constante sur toutes les bandes. La puissance minimum nécessaire est de 4 à 5 W HF (positions REF. SWR). Enfin, sur toutes les bandes, le système, lorsqu'il est convenablement réglé, se comporte comme un filtre passe-bande et contribue à l'atténuation, sinon à l'élimination des harmoniques qui provoquent les interférences dans la radio et la télévision (TVI et BCI). Dans cet ordre d'idée, il est essentiel de réunir la masse (GND) du coupleur à celle du récepteur et de la raccorder à une très bonne prise de terre qui peut être, au pis aller une conduite d'eau mais jamais une conduite de gaz. On se rappellera que certaines conduites d'eau récentes sont en polyvinyle et de ce fait, parfaitement inutilisables.

Dernière remarque qui est en même temps une possibilité supplémentaire : le coupleur peut être mis en service ou hors service pour n'importe laquelle des trois antennes précitées par la simple manœuvre d'un commutateur. Mais la mesure de la puissance à la base de l'antenne ainsi que la mesure du TOS restent possibles, comme plus haut. Et ceci se comprend fort bien. En effet, lorsqu'une antenne présente un TOS très faible, disons inférieur à 1,5/1, il est tout à fait superflu d'interposer un coupleur, car à ce niveau, l'adaptation de l'antenne à l'émetteur est satisfaisante et les pertes sont très faibles. Par contre, il est intéressant de pouvoir disposer de la mesure de puissance qui permet, en particulier un réglage fin de l'étage final et de contrôler le TOS en permanence.

Ainsi qu'on peut s'en rendre compte, cette boîte de couplage est particulièrement complète.

Pour bien en comprendre le fonctionnement, il faut remarquer que le contacteur de gammes réalise les prises variables effectuées sur les inductances L_3, L_4 et L_5 et que les condensateurs variables séparés VC_1 (X. TUNE) et VC_2 (R.TUNE) ajustent respectivement les composantes résistives et capacitives de l'antenne utilisée.

En raison des tensions HF élevées en certains points, il faut bien se garder de manœuvrer le contacteur de gammes lorsque l'émetteur est en fonctionnement.

Il est donc essentiel de commencer par positionner ce commutateur sur la gamme choisie. Après quoi, selon la gamme, on prépositionnera les deux condensateurs conformément au tableau ci-contre qui correspond à 50 Ω (le point 10 correspond au CV complètement ouvert).

TABLEAU 1

MHz	R.TUNE	X.TUNE
1,8	5	4,6
3,6	6,2	6,3
7	6,2	7
10	7,3	7,3
14,1	7,2	8
18	8,3	8,4
21,2	8,2	8,7
24	8,6	8,7
28,5	9	9

On remarquera que ces positions amènent le meilleur niveau de réception.

La première chose à faire est de régler l'étage final de l'émetteur sur la bande désirée, lorsque, du côté du compteur, tous les interrupteurs sont en haut c'est-à-dire sur 200 W (si le PA est de type courant) FWD POWER et CAL. Lorsque le circuit anodique est accordé par une rapide rotation du CV du PA, le passage à la résonance se traduit par une montée brusque de l'aiguille du wattmètre. On s'efforce d'atteindre le maximum en jouant à la fois sur le circuit anodique, le circuit de sortie et l'excitation de l'étage final. Après quoi, il n'y a plus à toucher à l'émetteur. Le résultat aurait pu être atteint en chargeant l'émetteur par une antenne fictive de puissance appropriée, mais toujours en effectuant très vite le réglage du creux de courant plaque qui signifie pour les tubes une dissipation anodique moindre. On notera d'ailleurs que le minimum de courant affiché et le maximum de puissance HF ne sont pas concordants. Il ne faut pas s'en étonner car, ce que l'on appelle couramment Ip (ou courant plaque) est en fait une tension proportionnelle au courant des cathodes qui, précédemment, ne varie pas toujours dans le même sens que le courant anodique des tubes.

Lorsque le maximum de puissance HF est atteint, abaisser l'interrupteur n° 2 sur REF qui indique la puissance réfléchie. En agissant alternativement plusieurs fois sur les deux CV de R.TUNE et X.TUNE, on amène la déviation de l'aiguille au voisinage de zéro, ce qui indique que la puissance réfléchie est pratiquement nulle. Le réglage doit être répété plusieurs fois et toujours rapidement car le final est en régime télégraphie et fournit sa pleine puissance, afin d'obtenir le résultat le meilleur.

En abaissant le commutateur n° 3 sur SWR, le bouton molleté CAL permet d'amener la lecture de l'appareil de mesure sur la graduation 200, en bout d'échelle. Si l'on abaisse alors l'inverseur

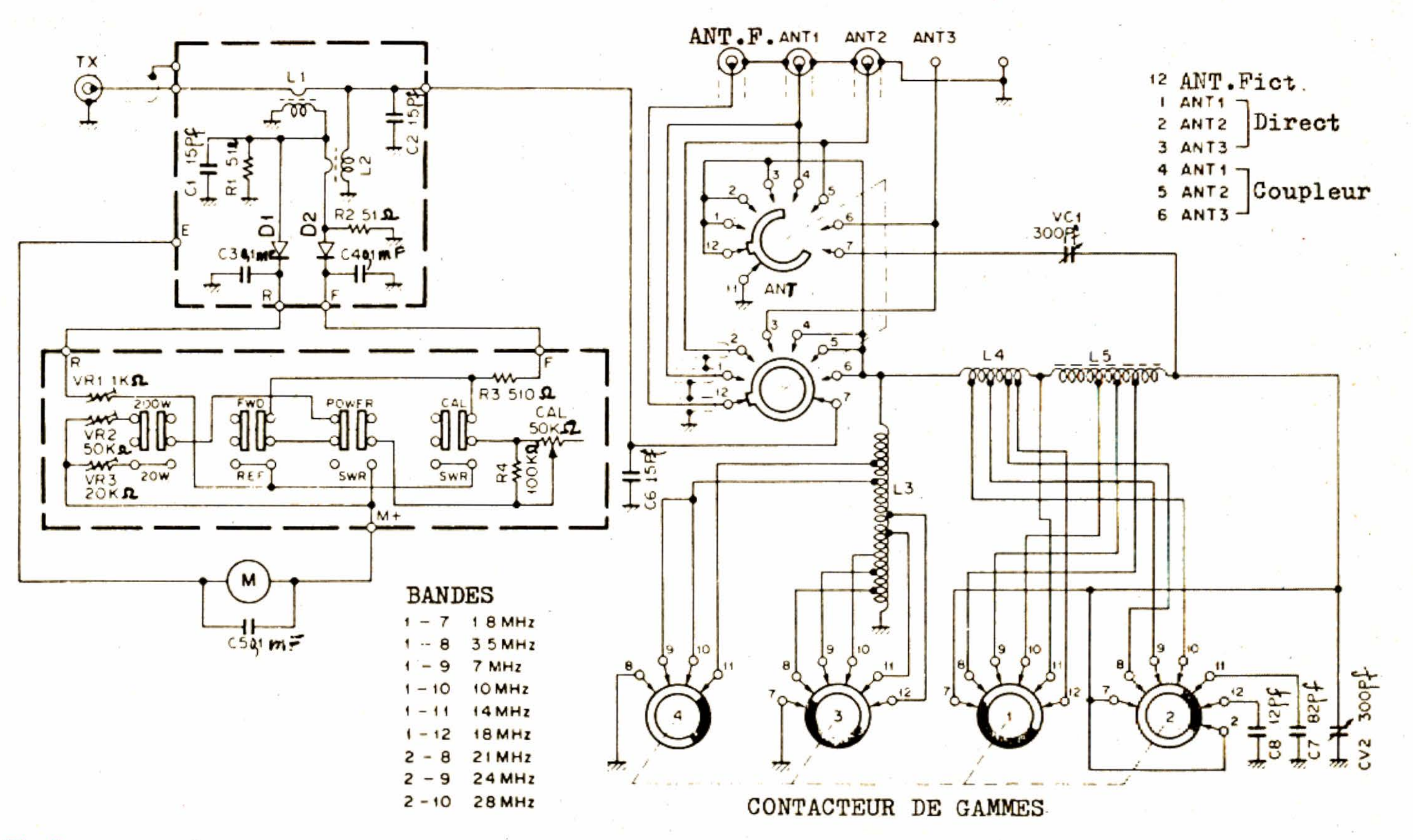


Fig. 1.

n° 4 (CAL) on obtient la lecture directe du taux d'ondes stationnaires sur l'échelle inférieure.

Nous n'avons pas parlé de l'inverseur n° 1 dont l'usage se devine et qui est réservé aux émetteurs de puissance inférieure à 20 W. Mieux vaut ne pas le manœuvrer pour éviter des erreurs regrettables !

Il s'agit en un mot d'un appareil très complet capable d'adapter au mieux pratiquement toutes les antennes et de donner, avec une grande souplesse d'utilisation, de grandes possibilités et des renseignements très intéressants, sans parler de la commutation instantanée de trois antennes, ni de l'esthétique de l'appareil, qui est très réussie. C'est à la société VAREDUC que nous devons d'avoir pu l'apprécier.

Note annexe. Ceci n'intéresse que les lecteurs ne disposant pas d'une charge fictive. Sans atteindre la qualité et surtout la commodité d'un matériel professionnel, il est possible de faire soi-même, très simplement, une antenne non rayonnante qui présente une charge purement résistive de 50 Ω et qui dissipe la puissance HF qui lui est appliquée pendant le temps nécessaire aux essais et aux mesures. Il est essentiel de faire appel à des résistances à couche, donc non selfiques et à ce sujet, les résistances bobinées sont à proscrire totalement. Leur nombre dépendra à la fois de leur valeur, de leur dissipation et de la puissance envisagée. Une des dispositions pratiques proposée est celle de la figure 2, qui part de deux brins de cuivre nu de 20/10 mm, formés en cercles de 10 à 12 cm de diamètre et destinés à recevoir un certain nombre de résistances de valeur identique. Pour obtenir 50 Ω, on peut imaginer ainsi 20 résistances de 1 kΩ en parallèle, aussi bien que 200 résistances de 10 kΩ, mais dans la première hypothèse il faudra prendre des éléments de 5 W pour obtenir une dissipation totale de 100 W, compatible avec la puissance de sortie d'un transceiver courant. Mais 44 résistances de 2,2 kΩ, 3 W, donneront un résultat identique, de même que 66 de 3,3 kΩ, etc. C'est une réalisation sans problème, susceptible de rendre de grands services, qui complète utilement l'emploi d'un coupleur d'antenne tel que l'AT 230.

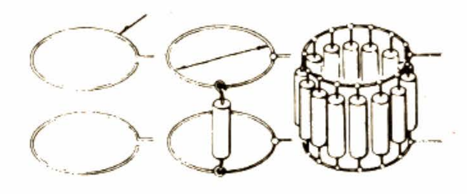


Fig. 2. – Réalisation d'une charge fictive.

Robert PIAT
(F3XY)

Bloc-notes

L'oscilloscope double Trace Gould : OS 300



Gould Instruments vient d'introduire sur le marché un nouvel oscilloscope 20 MHz, d'usage général, l'OS 300, qui possède de nombreuses possibilités que l'on ne rencontre habituellement que dans des appareils à bande passante plus importante.

L'OS 300 est doté d'un écran rectangulaire lumineux de 8 × 10 cm, dont le phosphore peut être standard ou à la longue persistance suivant l'usage auquel il est destiné. Le phosphore standard est du type P 43 (GY) qui présente des caractéristiques similaires à celles du P 31 (GH) généralement utilisé, mais possède une efficacité lumineuse accrue sous les 2 KV de tension d'accélération de l'appareil. La bande passante à 3 dB va du continu à 20 MHz, et la sensibilité est continuellement réglable entre 2 mV/cm et 25 V/cm. Le réglage continu autorise l'étalonnage de l'écran directement en unités physiques de différentes natures. Les deux voies verticales sont identiques en performances, et leur précision est de ± 3 %.

L'OS 300 est logé dans un coffret très robuste. Il mesure 140 × 305 × 460 mm et pèse 5,8 kg. Il est équipé d'une poignée totalement réglable. Il est de conception modulaire pour faciliter la maintenance et il est fabriqué avec les techniques de production automatique les plus avancées à l'usine Gould de Hainault.

Platine de câblage sans soudure Superboard PB105

Nouveau venu, présenté en « Première mondiale » à l'occasion du Salon des Composants 1982, le Superboard PB 105, offre 4 560 points de contact.

Il répond ainsi aux besoins de tous ceux pour lesquels il importe d'avoir un plan de câblage sans soudure, homogène et de très grande capacité.

Avec 5 bornes de raccordement pour les alimentations, lignes de signaux, 18 barres Bus, le PB 105 convient ainsi tout particulièrement à l'élaboration de circuits à base de microprocesseurs.

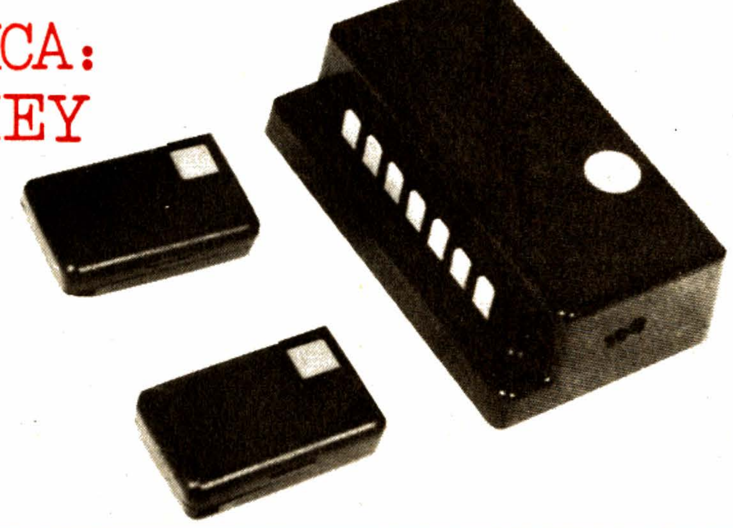
Il complète ainsi la gamme de GSC, importée par Gradco France, et qui comprend des ensembles de câblage sans soudure de 630 à 4 560 points de contact, avec et sans alimentation, destinés à satisfaire les besoins les plus divers, de l'enseignement, la recherche, le banc d'essais...,

Le PB 105 présente un encombrement de 234 × 290 × 1,3 mm pour un poids de 765 g.

Distributeur : Gradco France.

COMMANDE A DISTANCE CODEE

DELTA ELETTRONICA : RADIO KEY



L'ALARME codée Delta Elettronica - Radio Key est destinée à la protection des automobiles. Elle s'alimente sur 12 volts, tension on ne peut plus facile à trouver sur les voitures actuelles. La réalisation fait appel à un circuit intégré que nous avons déjà eu l'occasion de rencontrer dans un autre montage, lui aussi destiné à l'automobile : le MM 5300 de National Semiconductor.

L'ensemble Delta Elettronica - Radio Key se compose de trois éléments : le premier est un gros boîtier noir comportant 7 sorties par cosses, c'est le récepteur, les deux autres, de la taille d'un briquet, sont les émetteurs. Tous deux émettent le même code qui est décrypté et exploité par le récepteur (en cas de perte un second émetteur est indispensable). Pour des raisons d'encombrement le constructeur n'a pas jugé nécessaire d'équiper son appareil d'une antenne et c'est le circuit oscillant de l'émetteur qui rayonnera suffisamment pour une utilisation de l'ensemble dans un rayon de 5 à 10 m suivant la configuration de l'installation. Il va de soi que derrière une paroi en acier, la portée risque d'être moins importante qu'en champ libre.

Le rayonnement commandera un relais bistable qui maintiendra des contacts dans la position voulue. Ces contacts sont : ouvert ou fermé pour l'un, l'autre étant un inverseur. On pourra donc placer un voyant témoin si besoin est, et commander n'importe quel système antivol avec cet ensemble. Dans la notice, l'exemple donné est celui de la coupure du circuit de bobine d'allumage d'une voiture ce qui permet une utilisation directe du Radio Key en anti-vol.

L'intérêt de ce type de commande à distance réside dans la possibilité de placer le boîtier récepteur n'importe où, même dans un endroit difficilement accessible, puisque la commande électronique supprime tous les boutons d'interrupteurs et autres, de réglage. Le Radio Key peut aussi être utilisé pour la mise en ou hors service d'une alarme à contact ou à ultra-son et supprimer, de la sorte, tous les dispositifs de temporisation.

On devra obligatoirement désamorcer l'alarme par radio, avant de pénétrer dans la voiture. L'Italie est un pays où sévissent de nombreux et indélicats amateurs de voitures, un produit antivol conçu dans ce pays a certainement dû être éprouvé maintes fois...

La technique

Notre appareil porte une étiquette marquée 1845. Ce numéro est celui de code de l'appareil. Le codage de l'émetteur et du récepteur est de type binaire, il y a ici 12 bits, ce qui permet un codage de 2^{12} nombres, ce qui fait 4 096 combinaisons. Il y a donc relativement peu de chance pour qu'une personne ait, dans votre voisinage, la même combinaison que vous. Dans le système choisi, on peut également jouer sur la fréquence porteuse du système pour doubler le nombre de voies et agir sur la fréquence d'horloge du circuit intégré pour multiplier encore les combinaisons.

Le circuit intégré employé ici est un MM 53200, il est fabriqué par National Semiconductor. Le même circuit est utilisé en émission et en réception. Le mode de fonctionnement est sélectionné en appliquant une certaine polarité sur une broche.

Le circuit émet un train d'impulsions plus ou moins longues, suivant le codage. A la réception, l'analyse se fait sur quatre trains d'impulsions : il faut quatre trains identiques pour que le circuit intégré délivre une information. Cette vérification évite un déclenchement par des parasites qui seront automatiquement rejetés.

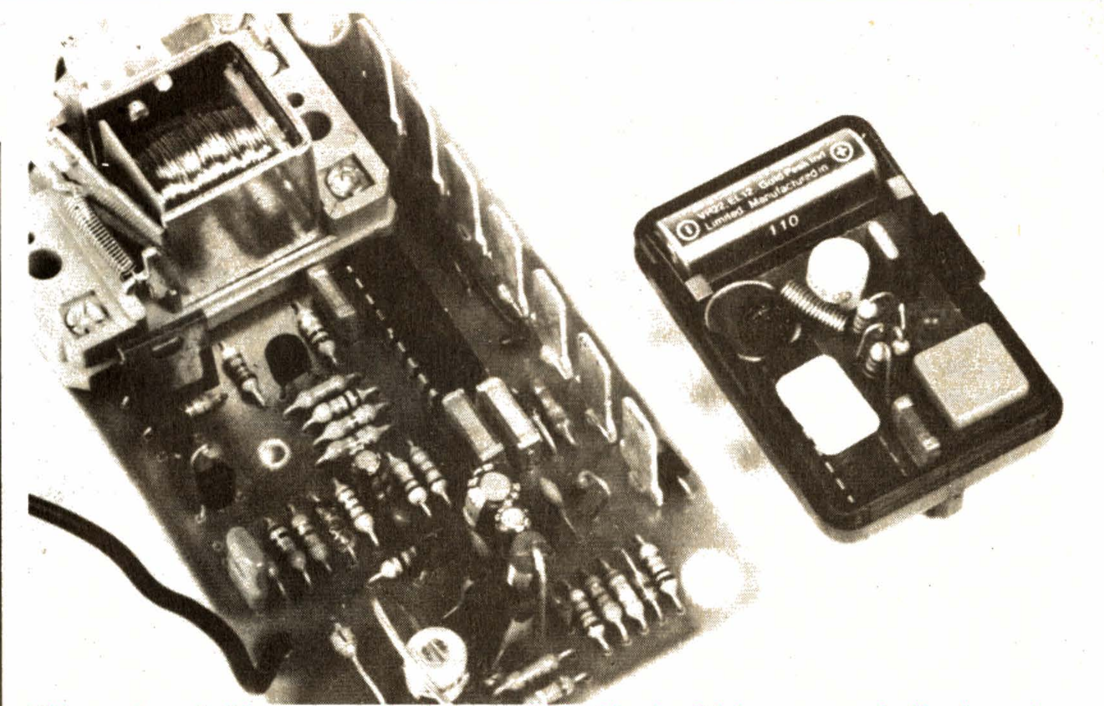
Ce mode de travail présente également l'intérêt de permettre l'emploi d'un récepteur à super-réaction, ce type de récepteur envoie en permanence un souffle dans les circuits audio, ce souffle ne peut en aucun cas être interprété par le MM 53200. Il faudrait un concours de circonstances difficilement réalisable qui ferait douter de la nature aléatoire du souffle. Sur un autre point de vue, le récepteur à super-réaction est intéressant par son faible prix de revient.

La fréquence RF de travail est de 150 MHz environ, et il faut une bonne demi-seconde pour que le relais colle. Une brève impulsion ne permet pas de commander le relais, le doigt doit être maintenu un certain temps pour que la commande soit enregistrée. En maintenant la pression sur le bouton, le relais reste en position.

L'alimentation de l'émetteur se fait avec une tension de 12 V. Cette tension est fournie par une petite pile

charbon zinc cylindrique, une pile de capacité réduite. On veillera à la remplacer lorsqu'elle sera épuisée ; ce type de pile peut en effet couler et attaquer les circuits électroniques.

La fabrication est faite sur circuit imprimé. Pour les émetteurs, c'est un support de verre époxy que l'on a choisi, pour le récepteur également, la matière est taillée à l'emporte-pièce. Les bobines d'accord sont un simple cercle de fil, accordé par un condensateur ajustable céramique. Le relais est un genre de télérupteur, la palette du relais fait tourner une roue à rochet qui, à son tour, commande les contacts.



L'électronique de l'émetteur et du récepteur. Malgré la simplicité apparente, le décodage n'est pas à la portée de tous.

On notera un parfait ajustement des cosses dans les trous du boîtier, l'ensemble n'est pas facile à démonter, c'est ici un avantage, le relais sera bien protégé des poussières. Le codage est obtenu par une gravure mécanique à la meule, les circuits imprimés sont gravés avec des 1 partout, ces 1 se transforment en zéro par coupure du circuit.

Conclusion

Le fonctionnement de cet appareil est excellent, nous avons constaté une portée supérieure à 10 mètres à l'intérieur d'une maison et sans prendre de précaution particulière. La qualité de la fabrication est bonne, l'époxy garantit ici une bonne résistance aux vibrations.

Bloc-notes

Le nouveau micro-ordinateur SHARP MZ 80



Le MZ 80 est un nouveau micro-ordinateur dans la gamme Sharp, avec des améliorations qui en font un outil particulièrement performant :
- un écran vert, double page à défilement rapide,
- un clavier numérique réduit,
- un Basic plus performant,
- une recherche esthétique poussée,
- des disquettes double densité,
- des touches de fonctions et, dans un avenir proche, un moniteur couleur.

Hormis les disquettes, les langages Sharp et, par là même, les programmes développés sur les modèles précédents fonctionnent sur le MZ 80A.

Ce nouveau micro-ordinateur Sharp MZ 80A s'adresse aussi bien aux professionnels les plus chevronnés qu'aux simples particuliers.

Doté d'une ROM de 4 K et d'une RAM de 32 K extensible jusqu'à 48 K, son écran de 25 cm (muni d'un filtre vert antiéblouissant), avec ses 25 lignes de 40 caractères et caractères semi-graphiques, permet d'afficher sur fond clair ou sombre grâce à l'inversion vidéo.

Grâce à ses nombreuses extensions, le MZ 80A est d'un usage universel (gestion, science, éducation, industrie...).

Ses possibilités professionnelles sont encore plus étendues grâce à des périphériques permettant de connecter, par exemple, tout type d'imprimante, une table traçante, des capteurs de mesure, un terminal clavier-écran, un télétype, un modem téléphonique...

L'utilisation maximale de la mémoire RAM confère une grande souplesse en logiciel de base ; ceci rend possible l'usage des langages Basic, Pascal, Assembleur, Hexadécimal, et le développement d'autres langages.

Enfin, il se distingue par sa simplicité d'emploi, ne demandant pas plus d'une journée en moyenne pour son apprentissage.

LA PAGE DU ZX 81

LE ZX 81 vous connaissez ? Certainement, au moins par ouï-dire ; c'est un micro-ordinateur de la taille de trois paquets de cigarettes que l'on connecte à n'importe quel récepteur TV domestique et à un magnétophone à cassettes pour constituer un petit système d'initiation à la micro-informatique. Ses possibilités, eu égard à son prix et à sa petite taille, sont bien développées puisqu'il travaille directement en Basic : un langage de programmation que tout le monde peut apprendre en quelques jours. Pourquoi la naissance de cette nouvelle rubrique dans les colonnes du Haut-Parleur ? Tout simplement parce que la diffusion très importante du ZX 81 parmi les amateurs et lecteurs de la revue crée un besoin d'information que nous allons essayer de satisfaire dans cette page ou ces deux pages mensuelles.

Le contenu de cette rubrique

Comme pour tout ordinateur ou micro-ordinateur, il sera orienté dans deux directions : le logiciel et le matériel. Pour ce qui est du logiciel, nous publierons régulièrement des programmes touchant à des domaines variés. Ces programmes seront de notre cru, mais il n'est pas interdit, bien au contraire, de nous envoyer ceux que vous avez pu réaliser et que vous souhaiteriez voir publiés dans ces pages. Pour ce faire, voyez ci-après comment procéder.

Le matériel, quant à lui, ne sera pas oublié, bien au contraire, puisqu'un des avantages du ZX 81 est de disposer d'un connecteur sur lequel sont disponibles tous les signaux importants, et il va sans dire que nous utiliserons celui-ci pour y relier des extensions mémoire vive, mémoire morte et des circuits d'interface divers.

Comment collaborer ?

Si vous souhaitez voir publier un de vos programmes, c'est tout à fait possible ; cependant, afin que l'auteur ne passe pas son temps à vous demander des précisions, nous vous demandons de procéder de la sorte. Adressez au service du courrier technique de la revue, à l'attention de l'auteur de ces lignes, une lettre décrivant la fonction de votre programme et explicitant son mode d'emploi. Sur une feuille séparée, faites figurer le listing de ce programme. Si vous disposez d'une imprimante ou d'une machine à écrire, ce sera parfait ; sinon, écrivez-le très lisiblement en capitales d'imprimerie. Pour les symboles graphiques propres au ZX 81, utilisez les conventions précisées ci-après. Enfin, indiquez, si tel est le cas, votre source d'inspiration (il n'est pas interdit d'apporter des améliorations significatives à un programme réalisé par ailleurs), et surtout indiquez si vous souhaitez que votre nom soit cité en tant que réalisateur de ce programme dans l'article où il sera publié.

Il est évidemment possible de nous faire part également de vos réalisations matérielles, mais la formalisation de celles-ci est beaucoup plus délicate et impose que nous réalisions un important travail de vérification et de dessin (circuits imprimés si nécessaire), ce qui fait que nous ne pouvons vous assurer d'une publication. Pour ce qui est du courrrier adressé à l'auteur concernant cette collaboration de votre part, et sauf cas particulier, aucune réponse immédiate ne vous sera donnée quant à la publication et à la date de celle-ci, vu l'important travail de prévision que cela entraînerait.

Conventions pour les listings

Le ZX 81, comme chaque utilisateur a pu le constater, dispose de symboles graphiques qu'il est impossible de représenter dans un listing classique réalisé sur une imprimante ou une machine à écrire. Pour rendre ces articles lisibles, nous avons donc choisi une convention qui vaut ce qu'elle vaut (si vous trouvez mieux, ce sera parfait !) et qui consiste, sur le listing, à représenter un symbole graphique par deux caractères : le caractère « flèche vers le haut » ou « accent circonflexe », suivi du caractère de la touche concernée. Ainsi, le caractère représentant un carré entièrement gris sera représenté par ^H puisqu'il est sur la touche H une fois que l'on est en mode graphique.

La taille mémoire

Dans un premier temps, et compte tenu de l'équipement dont disposent la majorité des possesseurs de ZX, nous ne décrirons que des programmes qui utilisent seulement 1 K de RAM, c'est-à-dire la taille fournie à l'origine avec le ZX. Par la suite, nous nous intéresserons à des programmes plus importants puisque nous envisageons de décrire dans ces pages une extension RAM de taille importante.

Le programme du jour

Pour ce premier article, et pour commencer en douceur, nous vous proposons un programme utile qui fait appel à une des originalités du Basic

du ZX 81, originalité que tout le monde ne sait pas apprécier à sa juste valeur. Notre programme est un calculateur de prix des communications téléphoniques, mais il possède, par rapport à ceux qui ont déjà pu être décrits, deux avantages importants : il totalise le montant de toutes les communications réalisées sur une période quelconque, permettant ainsi de vérifier votre facture de téléphone et, comme les mémoires RAM s'effacent lorsque vous arrêtez le ZX et pour ne pas que vous ayez à noter ce total à chaque arrêt du ZX sur un papier, nous utilisons la possibilité offerte, lors de la sauvegarde d'un programme sur cassette, de sauvegarder aussi les données du programme ; données qui sont donc disponibles pour le chargement en mémoire suivant.

Le listing de ce programme est indiqué figure 1 et fait appel aux conventions indiquées ci-avant pour la petite partie graphique qu'il comporte. Les lignes 10 à 20 dessinent un petit téléphone sur l'écran (!) ; les lignes 25 à 80 constituent le dialogue opérateur pour informer le ZX du type de la communication (durée de la taxe de base et existence ou non du demi-tarif) ; les lignes 90 à 160 constituent la boucle principale du programme qui calcule le prix de la communication en cours, du total des communications déjà établies et qui l'affiche sur l'écran.

Nous vous incitons fortement à analyser ce petit programme pour en comprendre le fonctionnement, c'est là une très bonne initiation au Basic.

Nous tenons à remercier ici notre ami Michel Feraud pour la réalisation et la mise au point de ce petit programme.

Mode d'emploi

Lors de la première frappe, chargez le programme en mémoire puis sauvegardez-le aussitôt sur cassette au cas où... Ensuite, le mode d'emploi est le suivant :

– Chargez le programme en mémoire au moyen de la fonction LOAD.

– Lancez le programme par un RUN si c'est la première utilisation du programme ou si vous voulez remettre le totalisateur de communications à zéro ; par la suite, lorsque vous voudrez conserver le contenu du totalisateur, il faudra lancer le programme par un GOTO 10 (on saute alors la ligne 5 qui met T à zéro).

– Le programme vous demande ensuite la période de la taxe de base ; entrez la valeur de celle-ci conformément au lieu où vous téléphonez. Pour connaître cette information, consultez les pages roses ou bleues de l'annuaire où tout cela est détaillé. Sachez qu'en France les périodes sont 12, 24, 45, 72, 120 selon la distance, c'est-à-dire que, pour les communications à longue distance, vous payez une taxe de base (0,55 F) toutes les 12 secondes, alors que pour les communications de voisinage vous payez une taxe de base toutes les 120 secondes.

Sachez aussi que ce programme fonctionne aussi pour l'étranger puisque la plus petite période qu'il peut admettre est 1,025 seconde alors qu'actuellement la plus petite période utilisée est 1,2 seconde ; nous avons donc de la marge.

– Le programme vous demande ensuite si vous avez le demi-tarif ou non, et il commence le chronométrage à partir de la frappe du New Line qui suit cette réponse ; il ne faut donc répondre à cette question que lorsque votre correspondant décroche.

– Pour terminer le chronométrage, frappez BREAK (touche Espace) dès que votre correspondant raccroche. Attention, surtout si vous utilisez des périodes longues, il est bon de maintenir le doigt sur BREAK jusqu'à ce que l'indication de prise en compte de celui-ci apparaisse sur l'écran (compte rendu D en bas d'écran).

– Si vous voulez sauvegarder le total en cours, faites alors un SAVE de ce programme, ce qui mémorisera en même temps la variable T sur cassette.

Conclusion

Nous allons en rester là pour aujourd'hui en espérant vous avoir intéressé et en souhaitant que vous réserviez un accueil favorable à cette « page du ZX 81 » dans les colonnes du Haut Parleur ; nous attendons vos idées de programmes et vous donnons rendez-vous le mois prochain.

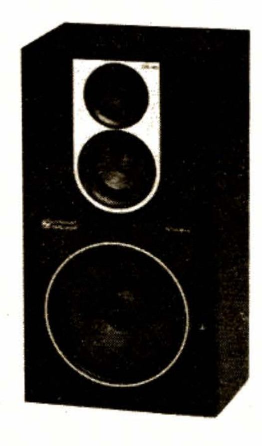
(à suivre)

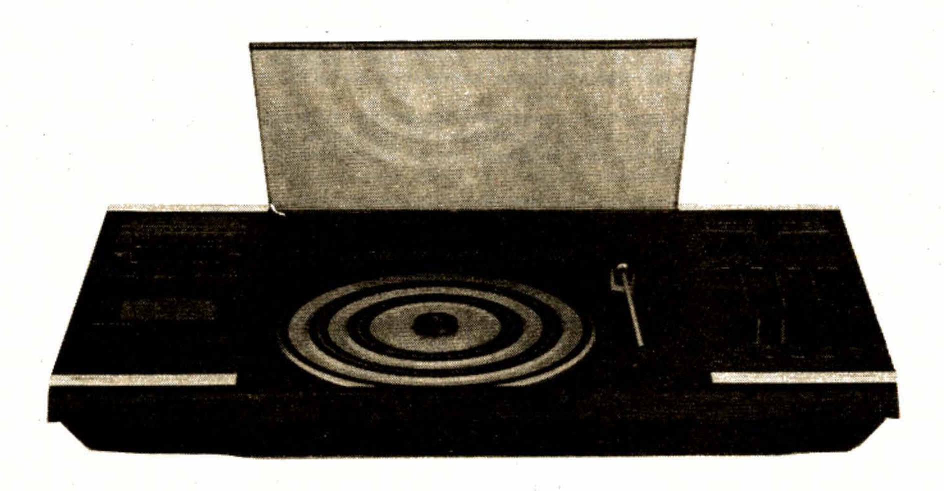
C. TAVERNIER

```
PROGRAMME DE CALCUL DU PRIX DES COMMUNICATIONS TELEPHONIQUES
------------------------------------------------------------
        5       LET T=0
        10      PRINT "^E^ ^ ^ ^E"
        15      PRINT AT 1,1 ;"^ O^ "
        20      PRINT AT 2,1 ;"^7^7^7"
        22      LET F$="        F"
        25      PRINT "12,24,45,72,120,..."
        35      PRINT "PERIODE ? ";
        40      INPUT P
        45      PRINT P
        55      PRINT "1/2 TARIF ? ";
        60      INPUT R$
        65      PRINT R$
        70      IF R$ <> "OUI" THEN GOTO 80
        75      LET P=2*P
        78      GOTO 90
        80      IF R$ <> "NON" THEN GOTO 55
        90      LET P=INT((P-1.025)/0.02)
        110     LET C=0
        120     LET TX=0.55
        122     PRINT AT.8,0;"COMMUNICATION","TOTAL"
        125     LET C=C+TX
        128     LET T=T+TX
        130     PRINT AT 10,0;F$;AT 10,0;C,F$;AT 10,16;T
        140     PAUSE P
        160     GOTO 125
```

Figure 1 : Listing du programme proposé

Sélection de chaines HIFI







CHAINE BANG & OLUFSEN 7002

Cette chaîne comprend :
– un **BEOCENTER 7002**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 45.**

Le BEOCENTER 7002

Partie amplificateur :
Puissance : 2 × 40 W/4 Ω, 2 × 30 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,1 %
Distorsion d'intermodulation : 0,3 %
Réponse en fréquences : 20 à 30 000 Hz (± 1,5 dB)
Rapport signal/bruit : magnéto : 82 dB.

Partie tuner :
Gammes : PO – GO – FM
Sensibilité FM : 2,5 µV/75 Ω (stéréo)

Partie table de lecture :
Vitesses : 33 1/3 – 45 tours/mn
Pleurage et scintillement : ± 0,09 %
Rumble : 65 dB (pondéré)

Partie magnétocassette :
Pleurage et scintillement : ± 15 %
Réponse en fréquences : 30 à 16 000 Hz.
Rapport signal/bruit : 66 dB (métal et Dolby).

L'enceinte acoustique DYNAMIC SPEAKER DS 45
Enceinte à trois voies
Puissance : 50 W
Bande passante : 45 – 20 000 Hz

CHAINE BANG & OLUFSEN 2002

Cette chaîne comprend :
– Un **BEOCENTER 2002**
– deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS 45**

Le BEOCENTER 2002

Partie amplificateur :
Puissance : 2 × 25 W/4 Ω – 2 × 20 W/8 Ω
Distorsion harmonique : 0,2 %
Distorsion d'intermodulation : 0,4 %
Réponse en fréquences : 20 à 25 000 Hz ± 1,5 dB
Rapport signal/bruit : magnéto : 80 dB

Partie tuner :
Gammes : PO – GO – FM
Sensibilité FM : 30 µV

LA CHAINE BANG & OLUFSEN 6000

Cette chaîne comprend :
– un **BEOMASTER 6000**
– une table de lecture **BEOGRAM 6000**
– deux enceintes acoustiques 3A ACADEMIC 90

Le BEOMASTER 6000

Partie amplificateur :
Puissance : 2 × 75 W/8 Ω
Bande passante : 20 à 20 000 Hz
Distorsion harmonique : 0,08 %
Distorsion d'intermodulation : 0,05 %
Rapport signal/bruit : phono 75 dB – magnéto 78 dB

Partie Tuner :
Gamme : FM
Sensibilité FM : 1,5 µV (mono)

La table de lecture BEOGRAM 6000
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Pleurage et scintillement : ± 0,05 %
Rumble : 65 dB (pondéré)

L'enceinte acoustique 3A ACADEMIC 90
Puissance : 70 W
Sensibilité : 95 dB/1 W/1 m
Bande passante : 60 à 20 000 Hz
Impédance : 8 Ω

Partie table de lecture :
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn
Pleurage et scintillement : ± 0,09 %
Rumble : 62 dB (pondéré)

Partie magnétophone :
Pleurage et scintillement : ± 0,2 %
Réponse en fréquences : 30 à 15 000 Hz
Rapport signal/bruit : 64 dB (chrome + Dolby)

L'enceinte acoustique DYNAMIC SPEAKER DS 45
(Voir chaîne B. & O. 7002.)

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- **Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.**
- **Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.**
- **Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.**
- **Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).**
- **Les renseignements téléphoniques (200.33.05), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.**

RR – 05.01 : M. Daniel BERTHET, 02 ST-QUENTIN

1° nous soumet le schéma d'une boîte d'accord d'antenne pour récepteur OC avec préamplificateur incorporé et sollicite notre avis critique sur l'appareil proposé ;

2° possède un transceiver TS 240 et est intéressé par les modifications indiquées dans notre article publié dans le n° 1657, page 160, dans lequel la figure dont il est question n'existe pas !

1° Notre critique sera la suivante :

a) Rien à dire en ce qui concerne l'adaptation d'impédance (faite par un classique filtre en T), ni en ce qui concerne l'atténuateur à trois résistances en T également.

b) Par contre, le préamplificateur large bande incorporé nous laisse sceptique, car bien mal élaboré. En effet, si vous possédez un récepteur de trafic OC moderne avec transistor HF d'entrée à faible souffle de type MOS à double porte par exemple, mieux vaut ne pas utiliser le préamplificateur proposé lequel anéantirait les performances premières de votre récepteur ; la qualité du rapport « signal/souffle » serait détruite et le taux de transmodulation et d'intermodulation serait considérablement accru !

2° C'est exact, la figure a « sauté » à l'imprimerie. Néanmoins, grâce au repérage des composants et en se reportant au schéma général de l'appareil, il était tout de même relativement commode de s'y retrouver.

De toute façon, cette figure schématisant la modification a été ensuite publiée dans le n° 1671, page 37, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

●

RR – 05.02 : M. Roland TARDY, 85 LA ROCHE SUR YON :

1° nous demande des précisions concernant le générateur FM multiplex décrit dans le n° 1629 à partir de la page 257 ;

2° désire connaître les caractéristiques des diodes redresseuses BYX 96/300 et BYX 49/300 ;

3° sollicite notre avis au sujet de l'utilisation de son « dip-mètre ».

1° Concernant le générateur FM multiplex du n° 1629, nous pensons que vous avez eu connaissance des compléments et rectificatifs publiés dans le n° 1630, page 280. Nous vous signalons également l'article publié dans le n° 1673, page 241, indiquant d'intéressantes améliorations apportées à cet appareil.

2° Diodes de redressement (caractéristiques maximales) :

BYX 96/300 : tension inverse de crête = 220 V ; intensité directe = 30 A.

BYX 49/300 : tension inverse de crête = 220 V ; intensité directe = 6 A.

3° Concernant votre dip-mètre, il est tout à fait normal que l'aiguille du galvanomètre indicateur varie avec la rotation du condensateur variable... puisque l'amplitude de l'oscillation est fonction du rapport L/C. Il en est ainsi avec tous les dip-mètres ; mais cela n'empêche absolument pas l'aiguille d'accuser le « dip » au passage (s'il y en a un), car la chute de l'aiguille est alors très brutale et très accusée.

●

RR – 05.03-F : M. René DUNIERE, 75010 PARIS :

1° nous demande conseil concernant la réception de divers émetteurs étrangers ;

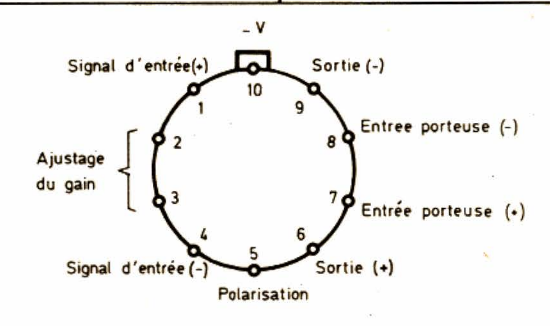
2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré MC 1496.

1° Les meilleures caractéristiques d'un radiorécepteur spécial OC doivent être sa sensibilité et sa sélectivité.

Pour capter les émissions lointaines, il faut nécessairement faire appel aux ondes courtes.

Un émetteur fonctionnant vers 1 500 kHz, avec une puissance de 10 kW, ne peut guère avoir une portée supérieure à 200 ou 300 km, **quel que soit le radiorécepteur utilisé.**

Une bonne antenne de réception peut être constituée par un fil de cuivre d'une dizaine de mètres tendu horizontalement entre isolateurs porcelaine, à 5 ou 6 mètres au-dessus des toits



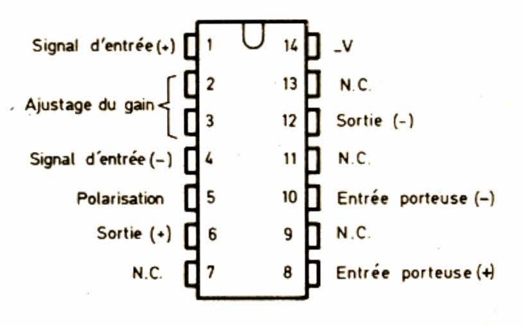


Fig. RR – 05.03

(fil de descente connecté à une extrémité du fil horizontal et faite en fil sous revêtement plastique isolant).

2° Caractéristiques maximales du circuit intégré MC 1496 : Modulateur/démodulateur équilibré ; ΔValim. = 20 V ; Pd = 33 mW ; tension de sortie = 8 V ; suppression de porteuse = 65 dB.

Les deux brochages possibles de ce circuit intégré sont représentés sur la figure RR-05.03.

●

RR – 05.04 : M. Didier AMBLARD, 68 COLMAR :

1° sollicite notre aide pour la mise au point du gradateur automatique progressif décrit à la page 318 du n° 1575 ;

2° désire le schéma d'un petit oscilloscope utilisant un tube cathodique du type D 3-11GJ.

1° Concernant le gradateur automatique progressif décrit à la page 318 du n° 1575, nous vous précisons que cet article n'a fait l'objet d'aucun rectificatif.

Par ailleurs, il est parfaitement possible de remplacer les transistors BFY 46 ou 48 par des transistors BC 141.

En conséquence, pour résoudre le mauvais fonctionnement que vous observez, il serait souhaitable de pouvoir procéder à quelques mesures sur le montage que vous avez réalisé (mesures que vous nous communiqueriez).

A tout hasard, nous pourrions vous suggérer la vérification des points suivants :

a) Etat et fonctionnement du transistor unijonction Q3 ;

b) Etat du transformateur d'impulsions Tr ou éventuellement son branchement possible à l'envers (!) ;

c) Essayer de réduire progressivement la valeur de la résistance aboutissant sur la base du transistor Q_1.

2° Dans le n° 1587, page 210, vous pouvez trouver un montage utilisant le tube cathodique D3-11GJ. Certes, ce numéro est maintenant épuisé, mais vous devez l'avoir dans votre collection puisque votre première question se rapportait au n° 1575.

●

RR – 05.05-F : M. Pierre VERCHERY, 35 RENNES nous demande les caractéristiques et les brochages des tubes 4Y100R et 4Y100D/7745.

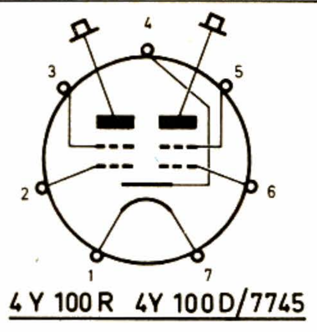


Fig. RR – 05.05

Caractéristiques et brochage des tubes indiqués :

4 Y 100 R : double tétrode de puissance pour régulateur série. Chauffage = 12,6 V 3,5 A. Dissipation d'anode = 50 W par élément ; dissipation de grille 2 = 7,5 W max par élément.

Utilisation en régulateur série, montage triode (G2 connectée à l'anode) : Va = 250 V ; Vg1 = – 10 V ; Ia = 200 mA ; S = 20 mA/V ; k = 11 ; ρ = 550 Ω.

4 Y 100 D ou 7745 : double tétrode amplificatrice HF d'émission. Chauffage = 12,6 V 3,6 A. Capacité anode/grille 1 = 0,5 pF ; capacité d'entrée = 26 pF capacité de sortie = 19 pF.

Conditions d'utilisation en amplificateur HF classe C/CW (valeurs pour chaque élément tétrode) : Va = 750 V ; Vg2 = 300 V ; Vg1 = – 100 V ; tension de crête HF sur G1 = 110 V ; Ia = 195 mA ; Ig2 = 35 mA ; Ig1 = 6,5 mA ; puissance input = 146,5 W ; puissance de sortie = 110 W – HF ; puissance d'entrée = 0,7 W – HF ; puissance anodique dissipée = 60 W max. Fréquence max = 80 MHz.

Les brochages des deux tubes précédents est identique et est représenté sur la figure RR-05.05.

●

RR – 05.06 : M. Jean-Luc RIOT, 94 RUNGIS nous demande :

1° les correspondances d'un circuit intégré marqué 7703393 ;

2° conseil pour l'installation d'une antenne d'émission.

1° Le circuit intégré type 7703393 pourrait se remplacer par l'un des types suivants : μA 703, 703 C, LM 703 ou MFC 6010.

Malheureusement, il y a bien longtemps déjà que ces fabrications ont été abandonnées et nous craignons fort que vous ayez beaucoup de difficulté à vous procurer présentement un tel composant.

2° En ce qui concerne l'installation de l'antenne 4 BTV, les points suivants peuvent modifier le T.O.S. :

– nombre des radians ;
– inclinaison de ces radians ;
– longueur de l'élément de l'antenne correspondant à la bande considérée (fréquence de résonance).

Néanmoins, pour apprécier si les modifications apportées vont dans le bon sens, il faut nécessairement posséder un TOS-mètre pour mesurer et en tirer des conclusions.

Une antenne horizontale 1/2 onde est directive, alors que la 4 BTV ne l'est pas. L'angle de départ par rapport au niveau horizontal de la terre est plus important avec la 4 BTV ; ceci peut favoriser le DX dans certaines conditions. On peut accroître la directivité (et donc le gain) d'une antenne horizontale par l'installation d'éléments réflecteur et directeurs (ce qui ne peut pas se faire avec une 4 BTV) ; mais il faut alors que l'antenne dipôle horizontale soit orientable.

Il est extrêmement difficile de présumer des résultats des antennes dont vous nous entretenez ; cela dépend essentiellement des conditions locales, de la qualité du sol, etc. Cela ne peut se déterminer d'une façon précise que par essais et comparaisons.

●

RR – 05.07-F : M. Marcel CHAPUIS, 52 ST DIZIER :

1° nous demande conseil pour la mise au point et la vérification du bon fonctionnement d'un « equalizer » BF ;

2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré MC 1454 G.

1° Votre « equalizer » étant intercalé entre préamplificateurs et amplificateurs, si vos préamplificateurs ne possèdent pas d'entrées **auxiliaires**, vous pouvez connecter le générateur BF à une quelconque autre entrée (éventuellement déconnectée de sa source) ; le principal est que l'entrée employée ne soit pas saturée par les signaux issus du générateur. De toute façon, ce générateur est certainement muni d'un potentiomètre permettant de doser l'amplitude de son signal de sortie, et donc d'éviter cette éventuelle saturation.

2° **Circuits intégré MC 1454 G :** Amplificateur BF ; tension d'alimentation = 18 V ; Pd = 0,9 W ; gain en tension = 31 dB minimum ; distorsion = 5 % ; résistance d'entrée = 3 kΩ ; puissance de sortie = 1 W sur une charge de 16 Ω. Brochage : voir figure RR-05.07.

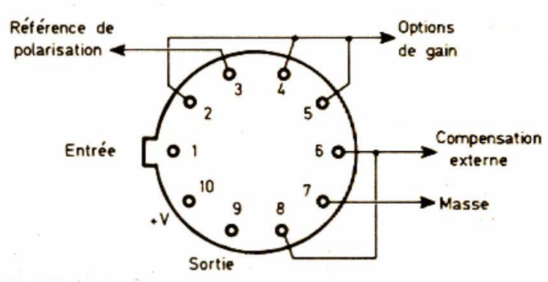


Fig. RR – 05.07

●

RR – 05.08 : M. Guillaume ASTIER, 69 VILLEURBANNE nous soumet le schéma d'une table de mixage (achetée d'occasion) dont il n'est pas très satisfait et nous demande notre avis.

Suite à l'examen du schéma de votre table de mixage, nous estimons que le souffle observé est hélas à peu près normal et doit être dû à l'utilisation de circuits intégrés aux étages d'entrée concernés. Pour le vérifier, il suffirait d'isoler électriquement chaque étage d'amplification, en remontant de la sortie vers l'entrée, étage par étage. Mais à notre avis, ce sont très probablement les étages **d'entrée** qui sont en cause du fait de l'utilisation de circuits intégrés. Le concepteur de cette table de mixage aurait bien eu avantage à prévoir des transistors à faible souffle pour ces étages, composants qui de toute façon sont toujours moins générateurs de souffle que les circuits intégrés.

Certainement réalisée sur circuits imprimés, cette table de mixage n'est donc pratiquement pas modifiable pour une refonte aussi importante de tous les étages d'entrée.

Quant aux correcteurs

R.I.A.A., certes, les valeurs choisies ne sont peut-être pas très courantes... mais cela peut provenir de l'impédance sur laquelle ils opèrent. Avant de diagnostiquer et de trancher brutalement, il faudrait pouvoir **mesurer** la correction « amplitude/fréquence » présentement apportée, pour en déterminer si nécessaire les éventuelles modifications de valeurs.

●

RR – 05.09-F : M. Franck GOYET, 91 ORSAY désire connaître les caractéristiques et les brochages des tubes KT8C, LS 50, RL12P50 et 12E1.

KT 8 C : tétrode à faisceau dirigé pour émission. Chauffage = 6,3 V 1,27 A. S = 6 mA/V ; Wa = 25 W ; F max = 50 MHz.

Amplificateur HF classe C : Va = 600 V ; Vg1 = – 50 V ; Vg2 = 300 V ; Ia = 95 mA ; Ig2 = 9 mA ; Rg2 = 30 kΩ ; Ig1 = 5,5 mA ; Wo = 27 W – HF.

LS 50 : pentode d'émission. Chauffage = 12,6 V 0,7 A. S = 5 mA/V ; Wa = 40 W ; F max = 25 MHz.

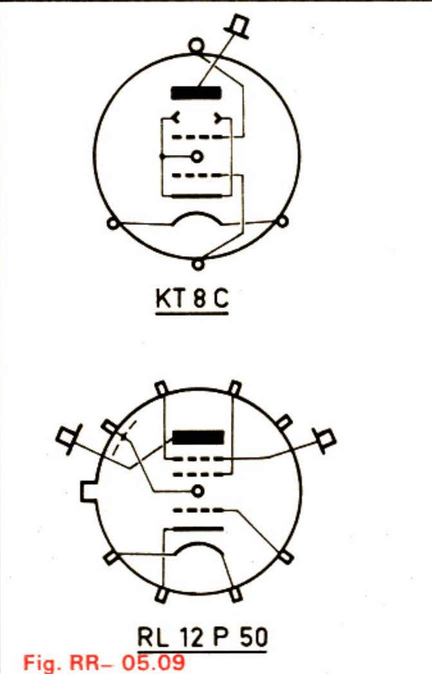
Amplificateur HF classe C : Va = 1 000 V ; Vg1 = – 80 V ; Vg2 = 300 V ; Ia = 120 mA ; Ig2 = 10 mA ; Ig1 = 2 mA ; Wg1 = 0,5 W – HF ; Wo = 85 W – HF.

RL 12 P 50 : mêmes caractéristiques que le tube LS 50, mais brochage différent.

12 E 1 : tétrode à faisceau dirigé. Chauffage = 6,3 V 1,6 A. Va = Vg2 = 150 V ; Vg1 = – 9 V ; Ia = 200 mA ; S = 14 mA/V ; ρ = 35 kΩ ; Wa = 35 W.

Brochages : voir figure RR-05.09.

●



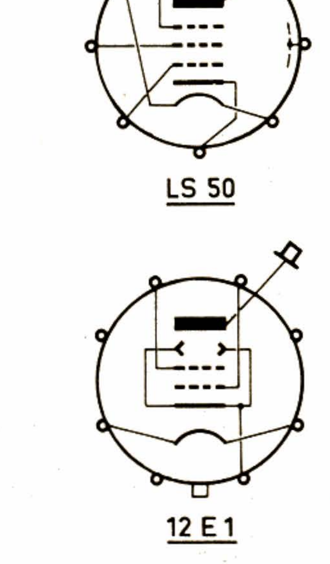


Fig. RR– 05.09

RR – 06.01 : M. Yves Fontaney, 32 AUCH, sollicite divers renseignements au sujet du transverter décrit dans le N° 1668.

1° Il existe évidemment des livres traitant des calculs des lignes 1/4 d'onde ou 1/2 onde, notamment dans la littérature américaine. Sur VHF ou UHF, les **calculs** sont exactement les mêmes que pour toute autre fréquence ; néanmoins, les dimensions pratiques s'éloignent de plus en plus des calculs théoriques au fur et à mesure que la fréquence augmente (donc UHF), cela à cause de facteurs impondérables tels que capacités parasites dont l'effet est de plus en plus important.

2° Les deux étages d'entrée du transverter décrit dans le N° 1668, page 174, figure 2, peuvent en effet être utilisés comme préamplificateur 432 MHz. Le transistor 40673 n'a pas à être utilisé. La sortie par câble coaxial 75 Ω se fera de la façon suivante : conducteur central soudé sur la ligne d'accord 432 MHz au point de la connexion aboutissant auparavant sur G_2 ; gaine extérieure connectée au point de masse de cette même ligne 432.

●

RR – 06.02 : M. Dominique Duclos, 75016 PARIS, nous demande de nombreux renseignements sur les différentes méthodes de confection des circuits imprimés.

1° Il ne nous est malheureusement pas possible d'entrer dans le détail des divers procédés de réalisation des circuits imprimés dans le cadre de cette rubrique. Nous vous suggérons de vous reporter aux publications suivantes dans lesquelles ces sujets ont été traités et développés :

– Réalisation des circuits imprimés par photographie. (Radio-Plans 313, p. 62, Radio-Plans 334, p. 26).
– Circuits imprimés sur plaques sensibilisées (Electronique Pratique 3, p. 103).
– Comment insoler les circuits imprimés (Radio-Plans 355, p. 92).
– Reproduction des circuits imprimés (Electronique Pratique 8, p. 105).
– Reproduction des circuits imprimés publiés dans les revues (Electronique Pratique 40, p. 109, Haut-Parleur 1641, p. 187, Radio-Plans 404, p. 27).
– Conception des circuits imprimés (Electronique Pratique 15, p. 121).
– Nouveautés en circuits imprimés (Electronique Pratique 22, p. 148).

Et puis citons aussi toute une étude parue dans les n°s 3, 5, 7, 11, 14 et 16 d'Electronique Applications.

2° Il est bien évident qu'un circuit imprimé peut provoquer, si l'on n'y prend garde, d'importantes capacités parasites (néfastes en VHF ou UHF). C'est la raison pour laquelle certains montages UHF notamment sont parfois réalisés sur plaquette époxy avec câblage conventionnel.

●

RR – 06.04 : M. Lucien Domas, 65 TARBES :

1° sollicite divers renseignements concernant l'utilisation d'un fréquencemètre digital comme afficheur de fréquence pour un récepteur ;

2° nous demande comment calculer le coefficient de qualité Q d'un bobinage.

1° Nous avons déjà répondu à plusieurs reprises à ce genre de question.

Un afficheur digital de fréquences pour récepteur mesure en réalité la fréquence de l'oscillateur variable de ce récepteur. Pour lui faire cependant afficher la fréquence de l'onde reçue, il faut lui ajouter ou soustraire (selon le cas), et une fois pour toutes, la valeur MF (FI) du récepteur... Ce que l'on ne peut pas faire avec le fréquencemètre décrit à la page 269 du N° 1651.

L'appareil décrit dans le même numéro, à la page 185, offre cette possibilité de décalage et il fonctionne d'ailleurs selon le principe que nous venons de vous exposer.

2° La formule permettant de calculer le coefficient de qualité Q d'une bobine est la suivante :

$$Q = \frac{2\,\pi\,FL}{R}$$

avec F = fréquence de fonctionnement (en hertz) ;
L = cœfficient de self-induction du bobinage (en henrys) ;
et R = résistance du bobinage en courant continu et en courant alternatif à la fréquence considérée (en ohms).

Cette formule est évidemment toute **théorique** et difficile à mettre en application, notamment du fait de la grandeur R délicate à exprimer. C'est la raison pour laquelle, dans les laboratoires, on utilise des ponts, impédancemètres, inductancemètres, susceptibles de mesurer directement ce cœfficient Q.

●

RR – 06.05 : M. Frédéric Sanial, 92 GENNEVILLIERS, nous demande :

1° conseil pour la construction du tuner FM stéréo décrit à partir du N° 1653 ;

2° où se procurer des éclateurs à gaz (limiteurs de tension, parafoudres).

1° A notre avis, vous pouvez parfaitement réaliser le tuner FM stéréo décrit dans le N° 1653 (et la suite) en utilisant des modules pré-câblés R.T.C., dans la mesure où ces modules ont également une FI de 10,7 MHz. Le dispositif d'affichage digital proprement dit n'a pas à être modifié et son entrée sera attaquée par l'oscillateur variable de la tête VHF.

2° Vous pourriez vous procurer des éclateurs à gaz chez Siemens. Cependant, ces établissements ne livrent pas directement aux particuliers. Vous pourriez donc leur écrire en leur demandant l'adresse du détaillant le plus proche de votre domicile.
Siemens S.A. Equipements, 39/47, boulevard Ornano, 93200 Saint-Denis.

●

RR – 06.08 : M. Jacques Fournel, 33 ARCACHON :

1° possède un récepteur dit à « couverture générale » de 100 kHz à 30 MHz et se plaint d'un manque de sensibilité sur les gammes de fréquences peu élevées ;

2° nous demande conseil pour la construction d'un mélangeur BF ;

3° même question concernant un microphone HF/FM.

1° Sur les ondes très longues, si vous n'obtenez pas des résultats suffisants avec une grande antenne filaire, ce n'est certainement pas l'utilisation d'un bobinage-cadre-ferrite qui apportera une amélioration ! Nous pensons plutôt à un déréglage des circuits de bandes de fréquences basses du récepteur. Le cas échéant, veuillez consulter votre fournisseur à ce sujet (ou un radio-électricien de votre région) qui pourrait procéder à une vérification de ces réglages. Autre éventualité : êtes-vous certain d'avoir connecté l'antenne à la bonne douille, c'est-à-dire celle correspondant aux bandes de fréquences inférieures.

2° La fabrication des circuits intégrés évoluant tellement rapidement, il est à peu près certain que le type KD 2116 n'existe plus ; d'ailleurs nous ne l'avons trouvé sur aucun catalogue.

En conséquence, pour satisfaire au dispositif mélangeur que vous envisagez de construire, nous vous suggérons un montage plus récent que vous pourriez choisir parmi les très nombreux qui ont été publiés. Nous vous conseillons par exemple le montage ayant fait l'objet d'une description détaillée dans nos numéros 1635, 1636, 1637 et 1638. Le cas échéant, voyez aussi celui décrit dans le N° 1668, page 215.

3° Le microphone FM décrit dans le N° 1420 fonctionne dans la gamme FM 88 – 104 MHz ; tout récepteur FM absolument classique (portatif ou non) peut donc le recevoir. Mais là aussi se pose le problème du circuit intégré bien ancien ! Notez que des modèles de microphones HF plus récents et plus sophistiqués ont également été décrits ; consulter votre collection de Haut-Parleur.

●

RR – 06.06 : M. Michel Cortay, 53 LAVAL :

1° nous demande conseil pour la construction d'une antenne dite « multi-doublet » ;

2° désire connaître la correspondance de différents transistors.

1° L'antenne multi-doublet que vous vous proposez de réaliser est tout à fait possible et valable ; elle existe d'ailleurs commercialement chez Hy-Gain si nos souvenirs sont bons.

L'alimentation des doublets peut se faire par un seul câble coaxial 52 ou 75 Ω ; un balun rapport 1/1 est certainement très recommandé, mais cependant pas impératif. Une boîte de couplage à la sortie de l'émetteur est également recommandée pour un bon matchage.

La longueur totale de chaque doublet se calcule selon la classique et habituelle formule :

$$\frac{\lambda \times 0{,}95}{2}$$

la longueur d'onde λ en mètre étant égale à 300 divisé par la fréquence choisie F en mégahertz dans la bande.

$$\lambda = \frac{300}{F}$$

Ce sont les seuls renseignements que nous pouvons vous communiquer concernant cette antenne, car nous n'avons pas eu l'occasion de l'expérimenter, notamment en comparaison avec d'autres.

2° Correspondances des transistors cités dans votre lettre :

3 SK 40 (correspondances approchées) : BFQ 10, 2N 6484, 2N 5545.
2N 5140 : BF 161, BF 166, BF 200, BF 222, BF 314.
40841 : BF 350, BF 354, 3N 201, 3N 206.
MPF 102 : BF 244, BF 245, 2N 3823.
2N 4275 : 2N 2368, 2N 2369.

●

LE PROCHAIN NUMERO SERA EN VENTE DANS TOUS LES KIOSQUES LE 25 SEPTEMBRE